

Р. С. ХЬЮЗ



ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ



• ЭНЕРГИЯ •

БИБЛИОТЕКА

ПО РАДИО-
ЭЛЕКТРОНИКЕ

Выпуск 54

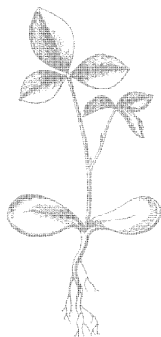
Р. С. ХЬЮЗ

ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ

Перевод с английского Е. Х. Караерова



«ЭНЕРГИЯ» · МОСКВА · 1976



Scan AAW

6Ф2.12
X 98
УДК 621.375.1

LOGARITHMIC VIDEO AMPLIFIERS

Richard S. Hughes

Senior Electronics Engineer Weapons Development Department
Naval Weapons Center China Lake, California

Publishers
Artech House, Inc. Dedham, Massachusetts
affiliated with Horizon House-Microwave, Inc.

РИЧАРД С. ХЬЮЗ

ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ

Редактор Г. М. Крылов
Редактор издательства И. Н. Сусллова
Технический редактор Т. А. Маслова
Корректор Э. А. Филановская

Сдано в набор 7/X 1975 г. Подписано к печати 7/V 1976 г.
Формат 84 × 108¹/₃₂. Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 7,98
Уч.-изд. л. 7,68 Тираж 14 000 экз. Зак. 506. Цена 51 коп.

Издательство «Энергия»,
113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 13 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли
107005, Москва, В-5, Денисовский пер., д. 30.
Отпечатано в Московской типографии № 10 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10. Зак. 733.

Хьюз Р. С.

X98 Логарифмические видеоусилители. Пер. с англ.
М., «Энергия», 1976.

152 с. с ил. (Библиотека по радиоэлектронике. Вып. 54).

В книге рассмотрены вопросы проектирования логарифмических усилителей с большим динамическим диапазоном по входным сигналам. Приводятся различные схемные решения и даются практические рекомендации.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся разработкой и эксплуатацией радиоэлектронной аппаратуры.

30404-388
051(01)-76 160-76

6Ф2.12

© Перевод на русский язык, издательство «Энергия», 1976.

ПРЕДИСЛОВИЕ К РУССКОМУ ИЗДАНИЮ

Усилители с логарифмической амплитудной характеристикой, известные в практике под названием «логарифмические усилители», широко применяются в радиоэлектронике. Это обусловлено тем, что их амплитудная характеристика описывается логарифмическим законом в широком интервале изменения уровней входных сигналов, причем величина последнего значительно превышает тот диапазон входных сигналов, в пределах которого амплитудная характеристика линейного усилителя подчиняется линейному закону.

Возможности практического использования логарифмического усилителя разнообразны. Так, логарифмические усилители входят в состав измерительных установок, предназначенных для измерения диаграмм направленности антенн, характеристик затухания фильтров и других показателей, величины которых изменяются в широких пределах. Применение логарифмических усилителей в составе приемников радиолокационных станций существенно повышает эффективность последних. Разновидности логарифмических усилителей, получившие наибольшее распространение в современной радиотехнике, были созданы с целью обеспечения требуемых свойств радиолокационных станций различного назначения.

В последние десятилетия были разработаны новые способы получения логарифмической амплитудной характеристики. При этом особое внимание обращалось на возможности реализации этих методов в миниатюрных и малогабаритных устройствах, на обеспечение высокой надежности логарифмирующих устройств и достижение высокой стабильности их параметров и характеристик в меняющихся условиях эксплуатации. Без логарифмических усилителей, обладающих такими

свойствами, достижение требуемых показателей соответствующих устройств оказывается невозможным.

Все сказанное позволяет сделать вывод, что работы, посвященные теоретическому анализу логарифмических усилителей и описанию особенностей их реализации, являются актуальными и представляют интерес для радиоспециалистов. Именно по этой причине указанным вопросам посвящено большое количество публикаций в отечественной и зарубежной литературе. К числу сравнительно новых работ в этой области, посвященных инженерному проектированию логарифмических усилителей, а потому представляющих интерес для разработчиков радиоэлектронной аппаратуры, относится предлагаемая вниманию советского читателя книга американского инженера Р. Хьюза «Логарифмические видеоусилители». В книге описан наиболее эффективный метод логарифмирования, названный автором «методом псевдологарифмического усиления». Идея метода состоит в том, что весь диапазон изменения уровней входных сигналов разбивается на несколько поддиапазонов, каждый из которых усиливается в соответствующем усилителе, причем коэффициенты усиления последних различаются вполне определенным образом. В отечественной литературе этот тип логарифмических усилителей известен под названием «усилителей, построенных по принципу непрерывного детектирования сигнала и и последующего суммирования продетектированных сигналов на общей нагрузке».

Автор подробно рассматривает особенности метода и описывает ряд оригинальных схемных решений, благодаря применению которых обеспечиваются значительная величина динамического диапазона по входным сигналам и высокая точность логарифмической амплитудной характеристики. Приведены расчетные формулы, позволяющие провести технический расчет логарифмического усилителя. Материал иллюстрируется большим количеством экспериментальных данных. Необходимо отметить, что почти все схемные решения, предложенные в книге, основаны на использовании таких функциональных узлов (например, дифференциальных каскадов), которые можно изготовить в интегральном исполнении. Это — несомненное достоинство данной работы, и оно должно привлечь к себе внимание специалистов,

Разумеется, книга несвободна от недостатков. Так, например, на наш взгляд, материал книги излишне перегружен мелкими расчетами и элементарными выкладками и в то же время содержит незначительное число расчетных графиков, которые могли бы быть полезными в процессе инженерного проектирования логарифмических видеоусилителей. Весьма поверхностно сделано сравнение рассматриваемого метода с другими известными в технике методами логарифмирования.

В тексте книги встречается значительное число специфичных для американской радиотехнической литературы терминов и обозначений, что вынудило в процессе работы над оригиналом, при переводе и редактировании, заменить их на определения и символы, принятые в отечественной литературе. Это не изменило смысла изложения, но сделало его более доступным для советского читателя.

Автор, вероятно, незнаком с работами, опубликованными в СССР и посвященными теории и практике построения логарифмических усилителей. По крайней мере, он не делает ссылок на книги советских специалистов, как, например, В. М. Волкова и А. П. Лукошкина, а также некоторых других авторов, работы которых во многом определили пути развития техники логарифмирования электрических сигналов. Естественно, что любое серьезное теоретическое и практическое исследование в области логарифмических усилителей невозможно без учета того вклада, который внесен советскими учеными. С целью восполнить в какой-то степени указанный пробел предложенный автором список литературы дополнен некоторыми наиболее известными работами советских авторов. Кроме того, приведен список некоторых работ Р. Хьюза, которые могут заинтересовать читателя, более глубоко занимающегося проблемами приемно-усилительной техники. В целом же книга Р. Хьюза представляет большой интерес и несомненно будет хорошо встречена советскими читателями — инженерами и научными работниками, специализирующимися в области исследования и разработки логарифмических усилителей различного назначения.

Редактор

ПРЕДИСЛОВИЕ

Логарифмический усилитель обладает уникальным свойством сжимать широкий динамический диапазон изменения уровней входного сигнала в узкий динамический диапазон изменения уровней выходного сигнала. Это свойство можно использовать, когда уровень входного сигнала в течение короткого периода времени может измениться от нескольких микровольт до нескольких вольт.

Логарифмический усилитель промежуточной частоты (ПЧ), амплитуда выходного импульса которого является логарифмической функцией от изменений интенсивности входного сигнала ПЧ, широко применяется в большинстве современных радиолокационных приемников. Логарифмические усилители ПЧ узкополосные (с полосой менее 200 МГц) и в связи с этим значительно ограничивают возможности радиолокационных станций. Устранить ограничения, обусловленные узкополосностью логарифмических усилителей ПЧ, можно путем детектирования принимаемых радиоимпульсов и последующего усиления продетектированного импульса в логарифмическом видео- или импульсном усилителе.

Высококачественные логарифмические видеоусилители появились менее десяти лет назад. С момента появления логарифмических видеоусилителей, выполненных на твердотельных элементах, их диапазон применения значительно расширился и включает теперь кроме радиолокационных приемников лазерные дальнометы, электронное медицинское оборудование и ряд других систем.

Цель настоящей книги — рассмотреть ряд теоретических и практических вопросов расчета и анализа логарифмических видеоусилителей. В гл. 1 рассматриваются элементы теории логарифмического усиления. В остальных главах описаны различные варианты схем логарифмических видеоусилителей. Примеры схемных решений и методов расчета даются для всех представленных вариантов. Большое внимание уделяется таким показателям усилителя, как логарифмическая ошибка (отклонение от идеальной логарифмической передаточной функции), длительность фронта выходного импульса, факторы, влияющие на отношение сигнал/шум на выходе, и скважность сигналов на входе. Также рассматриваются особенности построения схем согласованных логарифмических усилителей.

Выбор варианта схемы, который может быть использован для конкретного радиотехнического устройства, зависит от перечисленных выше показателей и факторов. Например, один из вариантов может обеспечить длительность фронта выходного сигнала 10 нс, динамический диапазон по входным сигналам 60 дБ и логарифмическую ошибку $\pm 0,5$ дБ, но требует использования значительного числа схемных элементов — в 3—4 раза больше, чем более простая схема, обеспечивающая большую длительность фронта (100 нс), более широкий динамический диапазон по входным сигналам (80 дБ) и несколько худшую логарифмическую точность (± 2 дБ).

Данная книга написана на основе работ, посвященных проектированию логарифмических усилителей и опубликованных за последние пять лет, и может быть использована в качестве практического руководства при разработке логарифмических усилителей.

Глава первая

ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЛОГАРИФМИЧЕСКОГО УСИЛЕНИЯ

ВВЕДЕНИЕ

Многие электрические величины часто необходимо измерять в широком динамическом диапазоне. Например, уровень сигналов на входе радиолокационных, телеметрических и связных приемников иногда изменяется за короткий промежуток времени от нескольких микровольт до нескольких вольт. Амплитуда отраженного импульса лазерного

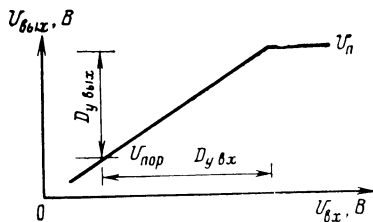


Рис. 1. Динамический диапазон в линейных усилителях.

дальномера может изменяться на несколько порядков в зависимости от текущих геометрических размеров цели. Фактором, ограничивающим возможность обеспечения широкого динамического диапазона приемника по входным сигналам $D_{\text{у, вх}}$, обычно является линейность усилителя.

Динамический диапазон линейных усилителей по выходным сигналам $D_{\text{у, вых}}$ ограничивается снизу требуемым отношением сигнал/шум (с/ш), а сверху — явлением насыщения. Таким образом, как показано на рис. 1, $D_{\text{у, вых}}$ определяется отношением уровня насыщения и порогового уровня. Динамический диапазон по входным сигналам равен динамическому диапазону по выходным сигналам (т. е. $U_{\text{вых, макс}}/U_{\text{вых, мин}} = U_{\text{вх, макс}}/U_{\text{вх, мин}}$).

Результирующее значение $D_{\text{у, вх}}$ линейных усилителей можно повысить путем регулировки коэффициента усиления. В процессе регулировки при приближении

уровня выходного сигнала к насыщению снижается величина коэффициента усиления. Однако при этом мгновенное значение $D_{у.вх}$ будет оставаться неизменным. Рабочая величина мгновенного динамического диапазона у большинства линейных усилителей обычно не превышает 30 дБ*, что слишком мало. Ограниченный динамический диапазон $D_{у.вх}$ можно расширить путем использования логарифмических усилителей. Как показано в гл. 2, при использовании соответствующих логарифмических усилителей можно обеспечить $D_{у.вх} > 100$ дБ. Динамический диапазон логарифмических усилителей по выходным сигналам имеет те же предельные значения, что и у линейных усилителей (20—30 дБ). Таким образом, логарифмический усилитель обеспечивает мгновенное сжатие широкого динамического диапазона $D_{у.вх}$ в узкий динамический диапазон $D_{у.вых}$.

В книге рассматриваются особенности схемной реализации логарифмических видеоусилителей¹. Проанализированы основные принципы логарифмирования по постоянному току. Один из методов, а именно двуполярное логарифмическое усиление (гл. 2), позволяет получить на выходе синусоидальное напряжение, амплитуда которого представляет собой логарифмическую функцию изменений амплитуды входного гармонического сигнала. Этот метод применяется при логарифмическом усилении по ПЧ (большинство логарифмических усилителей ПЧ вырабатывают на выходе видеосигнал, являющийся логарифмической функцией изменений уровня входного синусоидального сигнала ПЧ).

Некоторые из рассматриваемых логарифмических усилителей могут выполняться на интегральных схемах. Возможно также изготовление логарифмического видеоусилителя целиком на одной подложке интегрального микрочипа.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛОГАРИФМИЧЕСКОГО УСИЛИТЕЛЯ

Соотношение, определяющее логарифмическую характеристику усилителя, имеет вид:

$$U_{вых} = K_1 \log K_2 U_{вх}, \quad (1)$$

где K_1 — крутизна, K_2 — логарифмический сдвиг.

* Единица измерения «дБ» определяется как $1 \text{ дБ} = 20 \log X$, где X — отношение двух напряжений. — *Прим. авт.*

¹ В разработку теории логарифмического усиления большой вклад был сделан В. М. Волковым. — *Прим. ред.*

Существует несколько способов анализа амплитудной характеристики, описываемой уравнением (1). На рис. 2, а показаны графики в линейном масштабе (для двух значений K_1 и K_2), иллюстрирующие уравнение (1). Для простоты выбрано: $0 < U_{вх} < 10В$, $K_1 = 0,5$ и 1 и $K_2 = 1$ и 2. Как будет показано, уровень выходного сигнала уменьшается с увеличением уровня входного сигнала. На рис. 2, б также графически представлено уравнение (1), но здесь по оси абсцисс отложено

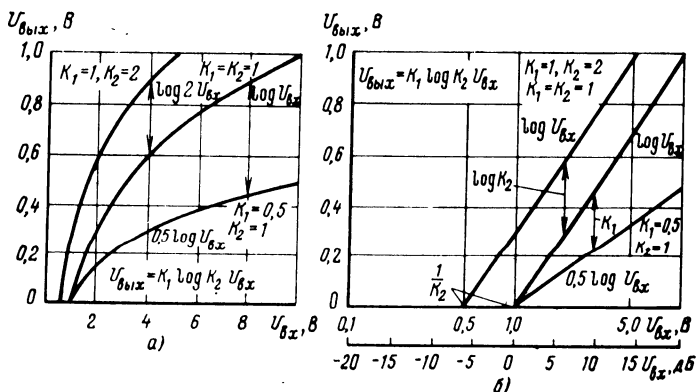


Рис. 2. Зависимость выходного напряжения от входного (I).

напряжение $U_{вх}$ в децибелах ($U_{вх}$). Как и следовало ожидать, в этом случае зависимость уровня выходного сигнала от изменений входного уровня является линейной. Уравнение (1) можно записать в виде

$$U_{вых} = K_1 \log U_{вх} + K_1 \log K_2, \quad (2)$$

и тогда становится очевидным, что с увеличением K_2 уровень выходного сигнала при любой амплитуде выходного сигнала получает постоянное приращение $K_1 \log K_2$, при этом K_1 не меняется. С увеличением K_1 крутизна возрастает, что обеспечивает повышение уровня выходного сигнала на постоянную величину K_1 .

При анализе работы логарифмических усилителей крутизна логарифмической амплитудной характеристики обычно измеряется в милливольт на децибел. Эту крутизну можно определить по графикам на рис. 2, б

(шкала в дБ) следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых} 1} &= K_1 \log K_2 U_{\text{вх} 1}; \\ U_{\text{вых} 2} &= K_1 \log K_2 U_{\text{вх} 2}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Значение $\Delta U_{\text{вых}}$ определяем как

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых} 2} - U_{\text{вых} 1}$$

или с учетом (3)

$$\Delta U_{\text{вых}} = K_1 \log \frac{U_{\text{вх} 2}}{U_{\text{вх} 1}}. \quad (4)$$

Принимая

$$U_{\text{вх} 2}/U_{\text{вх} 1} = 10 \text{ (или одна декада),}$$

уравнение (4) можно записать в виде

$$\Delta U_{\text{вых}} = K_1 \log 10. \quad (5)$$

Крутизна логарифмической амплитудной характеристики a , В/декада,

$$a = K_1.$$

Одна декада составляет 20 дБ ($20 \log 10 = 20$ дБ) и поэтому a , В/дБ,

$$a = K_1/20. \quad (6)$$

Входной сигнал логарифмического усилителя часто выражается в децибелах (дБ относительно уровня 1 В):

$$U_{\text{вх}} = 20 \log U_{\text{вх}}$$

или

$$U_{\text{вх}} = 10^{\frac{U_{\text{вх}}}{20}}.$$

Тогда уравнение (1) можно записать в виде

$$U_{\text{вых}} = K_1 \log 10^{\frac{U_{\text{вх}}}{20}} + K_1 \log K_2 \quad (7)$$

или

$$\bar{U}_{\text{вых}} = \frac{K_1 U_{\text{вх}}}{20} + K_1 \log K_2. \quad (7a)$$

Таким образом, из уравнений (6), (7a), рис. 2, б можно заключить, что уровень выходного сигнала возрастает на $K_1/20$, В, при увеличении уровня входного сигнала на 1 дБ.

Изменение K_2 обеспечивает возрастание уровня выходного сигнала на постоянную величину [уравнение

(2)], а также сдвиг $U_{\text{вх}}$ при $U_{\text{вых}}=0$ (рис. 2). Значение $U_{\text{вх}}$ при $U_{\text{вых}}=0$ можно найти, решив уравнение (1) для $U_{\text{вых}}=0$,

$$U_{\text{вых}} = K_1 \log K_2 U_{\text{вх}} = 0$$

или

$$U_{\text{вх}} = 1/K_2.$$

Если K_2 выражается в децибелах ($20 \log K_2$), то входной сигнал при $U_{\text{вых}}=0$ будет составлять:

$$U_{\text{вх}} = -K_2 \text{ дБ.}$$

Амплитудная характеристика любого практически реализуемого логарифмического усилителя при малых уровнях входного сигнала ($0 < U_{\text{вх}} < 1/K_2$) должна отличаться от идеальной логарифмической характеристики, поскольку $\log 0 = -\infty$ (рис. 1). Здесь предполагается, что уровень выходного сигнала зависит от изменений уровня входного сигнала по линейному закону до тех пор, пока уровень входного сигнала не достигнет значения U_t , соответствующего точке линейно-логарифмического перехода, или

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{лин}} U_{\text{вх}} (0 < U_{\text{вх}} < U_t),$$

где $K_{\text{лин}}$ — коэффициент усиления в линейном режиме, определяемый до линейно-логарифмического перехода.

Для определения влияния коэффициента $K_{\text{лин}}$ на линейно-логарифмический переход допустим, что

$$K_{\text{лин}} U_{\text{вх}} = K_1 \log K_2 U_{\text{вх}}. \quad (8)$$

Исходя из (8), возможны три случая линейно-логарифмического перехода (рис. 3).

Случай 1. Если производные в правой и левой частях уравнения (8) равны:

$$\frac{d(K_{\text{лин}} U_{\text{вх}})}{dU_{\text{вх}}} = \frac{d(K_1 \log K_2 U_{\text{вх}})}{dU_{\text{вх}}}, \quad (9)$$

то обе кривые касаются друг друга в одной точке. Этот случай называется плавным переходом [1].

Коэффициент усиления $K_{\text{лин}}$ до точки линейно-логарифмического перехода можно найти путем решения уравнения (9) относительно $K_{\text{лин}}$. Поскольку

$$\frac{dK(\log U)}{dx} = \frac{K}{U} \log e \left(\frac{dU}{dx} \right),$$

то

$$K = \frac{K_1 K_2}{K_2 U_t} (\log e), \quad (10)$$

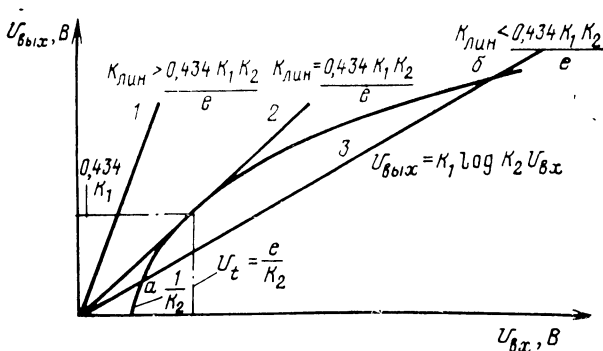


Рис. 3. Возможные случаи линейно-логарифмического перехода в соответствии с уравнением (8).

1 — случай 2; 2 — случай 1; 3 — случай 3.

где $U_t = U_{вх}$ — уровень входного сигнала при плавном переходе.

Решая уравнение (10) ($\log e = 0,434$), получаем:

$$K_{лин} = 0,434 (K_1/U_t). \quad (11)$$

Уровень выходного сигнала усилителя при коэффициенте усиления, равном $K_{лин}$, и входном сигнале U_t будет:

$$U_{вых\ t} = K_{лин} U_t$$

или с учетом уравнения (11)

$$U_{вых\ t} = 0,434 K_1. \quad (12)$$

Уровень выходного сигнала усилителя в точке перехода на логарифмический участок амплитудной характеристики (в точке линейно-логарифмического перехода) определяется уравнением (1):

$$U_{вых\ t} = K_1 \log K_2 U_t. \quad (13)$$

Подставляя уравнение (12) в уравнение (13) и решая относительно K_2 , получаем:

$$K_2 = 10^{0,434} / U_t$$

или поскольку $10^{\log e} = e$,

$$K_2 = e / U_t. \quad (14)$$

Из уравнения (14) находим уровень входного сигнала в точке линейно-логарифмического перехода:

$$U_t = e / K_2. \quad (15)$$

Следует отметить, что U_t не зависит от крутизны K_1 .

Коэффициент усиления усилителя в линейном режиме $K_{\text{лин}}$ можно найти путем подстановки уравнения (15) в (11) и решения относительно $K_{\text{лин}}$:

$$K_{\text{лин}} = 0,434 (K_1 K_2 / e). \quad (16)$$

Случай 2. Если $K_{\text{лин}} > 0,434 (K_1 K_2 / e)$, то перехода на логарифмический участок амплитудной характеристики не происходит (рис. 3). В реальных логарифмических усилителях, если $U_{\text{вх}}$ становится достаточно большим (более $1/K_2$), переход будет иметь место. Этот случай рассматривается при анализе однополярного логарифмического видеоусилителя с параллельным суммированием в гл. 2.

Случай 3. Если $K_{\text{лин}} = 0,434 (K_1 K_2 / e)$, то происходят два перехода (в точках *a* и *б* на рис. 3):

$$\text{в точке } a \quad 1/K_2 < U_{\text{вх}} < e/K_2$$

$$\text{в точке } б \quad U_{\text{вх}} > e/K_2$$

Динамический диапазон $D_{\text{у. вх}}$ логарифмического усилителя имеет во многих устройствах первостепенное значение. Он ограничивается снизу тепловыми шумами, приведенными ко входу, и сверху — насыщением (или ограничением). При соответствующем построении логарифмических усилителей может быть достигнуто значение $D_{\text{у. вх}}$ более 100 дБ. Динамический диапазон $D_{\text{у. вых}}$ определяется как отношение максимальной амплитуды выходного напряжения $U_{\text{вых. макс}}$ (когда реальная амплитудная характеристика начинает отклоняться от идеальной логарифмической кривой) к минимальной амплитуде выходного напряжения $U_{\text{вых. мин}}$ (когда отклонение реальной амплитудной характеристики от идеальной логарифмической кривой становится малым). Тогда для определения динамического диапазона имеем:

$$D_{\text{у. вых}} = U_{\text{вых. макс}} / U_{\text{вых. мин}} \quad (17)$$

или, используя уравнение (1) для $U_{\text{вых. макс}}$ и $U_{\text{вых. мин}}$ получаем:

$$D_{\text{у. вых}} = \frac{\log K_2 U_{\text{вх. макс}}}{\log K_2 U_{\text{вх. мин}}}, \quad (17a)$$

где $U_{\text{вх. макс}}$ — входное напряжение, при котором выходное напряжение максимально; $U_{\text{вх. мин}}$ — входное напряжение, при котором выходное напряжение минимально.

В [1] произведен расчет $D_{у. вых}$ с использованием двух соотношений. Первое из них

$$C_1 = \frac{U_{вх. мин}}{U_t} \quad (18)$$

представляет собой отношение минимальной амплитуды входного напряжения, соответствующей началу логарифмического участка характеристики, к амплитуде входного напряжения, соответствующей плавному переходу (15), где

$$U_t = e/K_2.$$

Второе соотношение имеет вид:

$$C_2 = \frac{U_{вх. макс}}{U_{вх. мин}} \quad (19)$$

и определяет $D_{у. вх.}$

Подставляя уравнения (18) и (19) в уравнение (17а), получаем выражение для определения $D_{у. вых.}$:

$$D_{у. вых.} = 1 + \frac{\log C_2}{\log C_1 + 0,434}.$$

Амплитуда выходного напряжения, соответствующая плавному переходу U_t , и минимальная амплитуда входного напряжения $U_{вх. мин.}$, соответствующая началу логарифмического участка, на практике весьма близки. Если $U_t = U_{вх. мин.}$, то

$$D_{у. вых.} = 1 + 2,3 \log D_{у. вх.} \quad (20)$$

или

$$D_{у. вых.} = 20 \log (1 + 2,3 \log D_{у. вх.}), \text{ дБ.}$$

На рис. 4 представлена зависимость $D_{у. вых.}$ от $D_{у. вх.}$ усилителя. Максимальное значение $D_{у. вых.}$ в логарифмическом усилителе ограничивается теми же факторами, что и в линейном усилителе. Однако максимальное

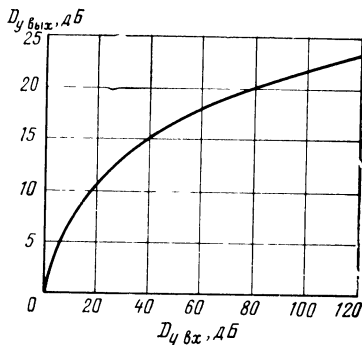


Рис. 4. Зависимость величины динамического диапазона по выходным сигналам от динамического диапазона усилителя по входным сигналам для случая плавного линейно-логарифмического перехода (при $U_t = U_{вх. мин.}$).

значение $D_{у. вых}$, определяемое уравнением (20) и графиком на рис. 4, находится в тех пределах, которые могут быть обеспечены в реальных устройствах.

Коэффициент сжатия γ является одним из показателей качества и им следует руководствоваться при проектировании логарифмических усилителей. Коэффициент сжатия определяется как величина, показывающая, насколько изменения уровня выходного сигнала меньше изменений уровня входного сигнала:

$$\gamma = D_{у. вых} / D_{у. вх}. \quad (21)$$

Для примера рассмотрим логарифмический усилитель, имеющий $D_{у. вх} = 100$ дБ. Динамический диапазон по выходным сигналам в соответствии с графиком на рис. 4 составляет 22 дБ, что дает коэффициент сжатия $\gamma = 22/100 = 0,22$, или выходной сигнал увеличивается на 0,22 дБ с возрастанием уровня входного сигнала на 1 дБ.

На практике имеется возможность регулирования коэффициента сжатия в небольших пределах, однако существуют пределы его максимально возможного значения. Одним из основных ограничивающих факторов является действие цепей, которые включаются на выходе логарифмического усилителя. Это можно проследить на примере.

Требуется спроектировать устройство для регистрации импульсов с амплитудой, меняющейся в динамическом диапазоне 100 дБ с точностью ± 1 дБ (или $\pm 12\%$) относительно входного уровня. На выходе линейного усилителя достаточно иметь простой пиковый детектор, обеспечивающий точность $\pm 12\%$. Очевидно, что на практике невозможно создать линейный усилитель и пиковый детектор с $D_{у. вх} = 100$ дБ. Для перекрытия всего динамического диапазона (при мгновенном динамическом диапазоне 20—30 дБ) можно было бы прибегнуть к автоматической регулировке усиления, однако более простым решением является применение логарифмического усилителя. Коэффициент сжатия для логарифмического усилителя с $D_{у. вх} = 100$ дБ составляет, согласно уравнению (21), 0,22. Таким образом, уровень выходного сигнала возрастает на 0,22 дБ при увеличении уровня входного сигнала на 1 дБ, и пиковый детектор должен следить за изменениями уровня выходного сигнала логарифмического усилителя с точностью до 0,22

дБ или грубо — до 2,3%. Это более высокая точность, чем у пикового детектора, включенного на выходе линейного усилителя.

Следует иметь в виду, что цепь, включенная за логарифмическим усилителем, должна обладать более высокой точностью по сравнению с цепью, включаемой на выходе линейного усилителя.

Выше указывалось, что поскольку $\log 0 = -\infty$, при малых уровнях входного сигнала ($0 < U_{вх} < 1/K_2$) любая реализуемая на практике логарифмическая функция должна отличаться от идеальной логарифмической. Отклонение от логарифмической функции, возникающее при малых уровнях сигнала, учитывается при разработке логарифмических усилителей также и из соображений получения нужного отношения с/ш. Логарифмическое усиление обуславливает снижение отношения с/ш для усиливаемого сигнала, что показано на рис. 5 и 6. На рис. 5 приведено графическое изображение касательного¹ выходного сигнала линейного усилителя (подробный анализ касательных сигналов дается в гл. 2).

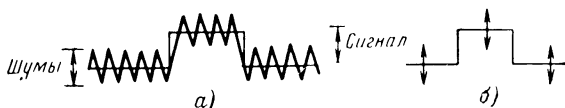


Рис. 5. Касательный сигнал.

а — реальный сигнал; **б** — символическое изображение (стрелками показан уровень шумов).

Как видно из рис. 6, *а*, коэффициент усиления линейного усилителя не влияет на величину отношения с/ш. При логарифмическом усилении отношение с/ш снижается (рис. 6, *б*), так как импульсный сигнал и накладывающиеся на него шумы сжимаются в большей степени, чем шумы в промежутках между сигналами. Снижение отношения с/ш на выходе зависит от K_1 , K_2 и отношения с/ш на входе.

Большинство реальных логарифмических усилителей имеют линейный участок амплитудной характеристики такой протяженности, при которой обеспечивается заданное значение отношения с/ш. Если логарифмическая амплитудная характеристика начинается в области шумов или уровень входных шумов превышает значение,

¹ Касательный сигнал — сигнал, сравнимый с уровнем шумов.

соответствующее точке линейно-логарифмического перехода, то напряжение, соответствующее началу логарифмирования в усилителе, изменяется на величину, определяемую уровнем шумов. Это может оказаться неприемлемым в ряде конкретных случаев. Другим обстоятельством является то, что уровень шумов, накладывающихся на импульсный сигнал (рис. 6,б), снижает

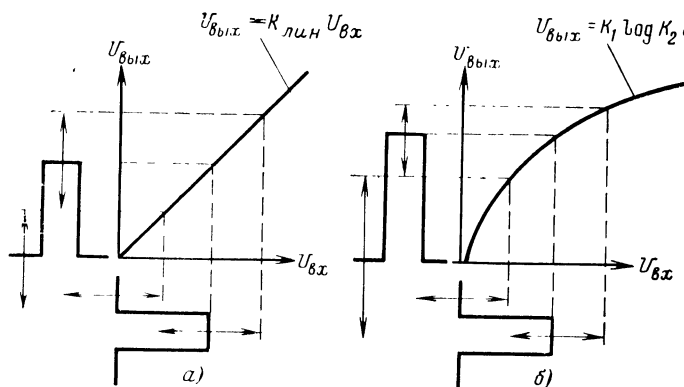


Рис. 6. Влияние линейного (а) и логарифмического (б) усиления на отношение с/ш (стрелками показана амплитуда шумов).

ется с увеличением уровня входного сигнала. Подобное снижение шумов, накладывающихся на импульсный сигнал, является ограничивающим фактором в некоторых индикаторных устройствах.

ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕАЛЬНЫХ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В гл. 2 рассматриваются некоторые методы получения в усилителях логарифмических амплитудных характеристик. Но прежде чем приступить к анализу различных методов логарифмирования, целесообразно обсудить получаемые на практике логарифмические характеристики.

Теоретическая амплитудная характеристика логарифмического усилителя определяется уравнением (1). В большинстве реальных логарифмических усилителей

в ограниченных пределах можно изменять K_1 и K_2 , что иллюстрируется рис. 7.

Напряжение на выходе усилителя (рис. 7)

$$U_{\text{вых}} = G_2 K_1 \log (K_2 G_1 U_{\text{вх}}), \quad (22)$$

где G_1 — коэффициент усиления линейного входного усилителя;

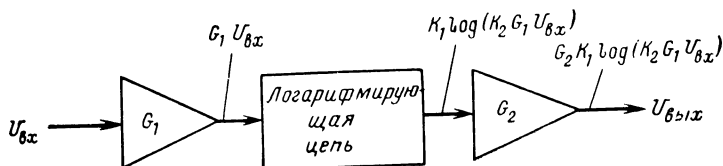


Рис. 7. Простейшая схема построения логарифмического усилителя

G_2 — коэффициент усиления линейного выходного усилителя.

Примем $K'_1 = G_2 K_1$ и $K'_2 = K_2$. Тогда уравнение (22) можно записать в виде

$$U_{\text{вых}} = K'_1 \log K'_2 U_{\text{вх}}.$$

Таким образом, изменяя G_1 и G_2 , можно регулировать крутизну K'_1 и менять положение точки линейно-логарифмического перехода, а следовательно, регулировать значение $D_{\text{у.вых}}$ в соответствии с уравнениями (17) — (20).

На рис. 8,а показана амплитудная характеристика однополярного логарифмического видеоусилителя с параллельным суммированием (подробно рассматривается в гл. 2), а на рис. 8,б изображен участок линейно-логарифмического перехода. В спроектированном усилителе линейно-логарифмический переход имеет место при -90 дБ (31,6 мкВ), а $D_{\text{у.вх}} = 105$ дБ (от -90 до $+15$ дБ). Ниже выводятся выражения для постоянных, определяющих логарифмическую передаточную функцию. Измеряемая крутизна, В/дБ, логарифмической характеристики определяется выражением

$$a = \frac{U_{\text{вых}}|_{U_{\text{вх}}=0 \text{ дБ}} - U_{\text{вых}}|_{U_{\text{вх}}=-90 \text{ дБ}}}{90 \text{ дБ}}. \quad (23)$$

По графику (рис. 8, а)

$$a = (0,6 - 0,05)/90 \text{ дБ} = 6,1 \text{ мВ/дБ}.$$

Найдем значение K_1 , решив уравнение (6):

$$K_1 = 20 \text{ (a)}$$

или при $a = 6,1 \text{ мВ/дБ}$

$$K_1 = 20(6,1 \cdot 10^{-3}) = 0,122.$$

Логарифмический сдвиг K_2 определим при условии, что $U_{\text{вых}} = 0$:

$$K_2 = 1/U_{\text{вх}}$$

или в децибелах

$$K_2 = -U_{\text{вх}}.$$

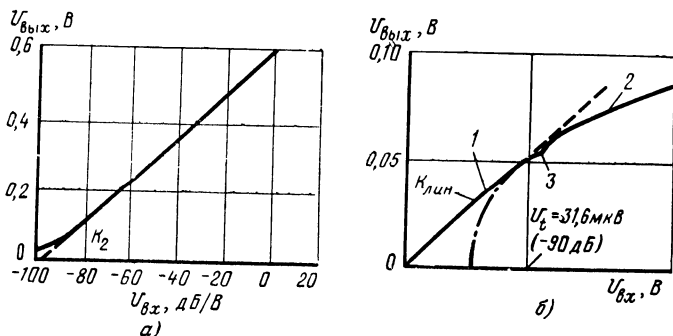


Рис. 8. Амплитудная характеристика логарифмического усилителя (а) и участок характеристики с точкой линейно-логарифмического перехода (б).

1 — линейный участок характеристики; 2 — логарифмический участок характеристики; 3 — точка линейно-логарифмического перехода.

При продолжении логарифмической амплитудной характеристики, приведенной на рис. 8, а, до пересечения с осью абсцисс, K_2 можно отсчитать непосредственно:

$$K_2 \approx 97 \text{ дБ}$$

или в линейных единицах

$$K_2 \approx 7,1 \cdot 10^4.$$

Окончательно уравнение характеристики (рис. 8, а) можно записать как

$$U_{\text{вых}} = 0,122 \lg(7,1 \cdot 10^4 U_{\text{вх}})$$

или с учетом (7)

$$U_{\text{вых}} = 0,122 \log U_{\text{вх}} + 0,415.$$

Коэффициент усиления в линейном режиме, т. е. до точки линейно-логарифмического перехода, определяется в гл. 2 и составляет:

$$K_{\text{лин}} \approx 67 \text{ дБ}$$

или в линейных единицах

$$K_{\text{лин}} \approx 2200.$$

Из графика на рис. 8,а видно, что данный усилитель не имеет плавного линейно-логарифмического перехода, поскольку $K_{\text{лин}} > 0,434 (K_1 K_2 / e)$. Для проверки определим числовые значения:

$$0,434 \left(\frac{K_1 K_2}{e} \right) = 0,434 \left(\frac{0,122 \cdot 7,1 \cdot 10^4}{2,72} \right) \approx 1385.$$

Поскольку $2200 > 1385$, усилитель имеет характеристику, определенную выше для случая 2 и показанную на рис. 3.

Коэффициент сжатия γ определяется уравнением (21):

$$\gamma = D_{\text{у. вых}} / D_{\text{у. вх}},$$

где $D_{\text{у. вх}} = 105 \text{ дБ}$.

Логарифмируя обе части уравнения (17), получаем $D_{\text{у. вых}}$, дБ:

$$D_{\text{у. вых}} = 20 \log \frac{U_{\text{вых. макс}}}{U_{\text{вых. мин}}}$$

или

$$D_{\text{у. вых}} = 20 \log \frac{0,65}{0,05} = 23 \text{ дБ}.$$

Тогда подставляя полученные значения $D_{\text{у. вх}}$ и γ в уравнение (21), получаем:

$$\gamma = 23/105 = 0,219.$$

Этот результат хорошо согласуется с расчетным для усилителя, имеющего плавный линейно-логарифмический переход (рис. 4):

$$\gamma \approx 22,5/105 = 0,214.$$

Точка плавного линейно-логарифмического перехода при входном сигнале U_t определяется уравнением (15):

$$U_t = e / K_2.$$

Таким образом, для рассматриваемого усилителя

$$U_t = \frac{2,72}{7,1 \cdot 10^4} = 38,3 \text{ мкВ}$$

или в децибелах

$$U_t = 8,6 \text{ дБ} - K_2;$$

окончательно имеем:

$$U_t = 8,6 - 97 = -88,3 \text{ дБ}.$$

Этот результат хорошо согласуется с экспериментально полученным значением — 90 дБ (рис. 8,б).

Таким образом, даже несмотря на то, что рассматриваемые амплитудные характеристики не имеют плавного линейно-логарифмического перехода, значения U_t достаточно близко совпадают с экспериментальными данными, что позволяет использовать выведенные выше уравнения для расчетов. В гл. 2 показано, что допущение о плавном линейно-логарифмическом переходе справедливо для большинства способов логарифмирования и уравнения, выведенные в гл. 1, являются справедливыми с достаточным приближением.

Глава вторая

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕЙ

В главе 1 изложены основные принципы и характеристики логарифмического усиления. В данной главе рассматриваются теория и методы расчета практических схем логарифмических видеоусилителей. Используемый здесь термин «видео» означает, что представленный материал относится к импульсным усилителям.

Анализируются два основных метода логарифмирования: 1) истинное логарифмическое видеоусиление (логарифмирующий каскад имеет идеальную логарифмическую амплитудную характеристику) и 2) псевдологарифмическое усиление (логарифмирующие каскады не обладают идеальной логарифмической амплитудной характеристикой, однако они могут быть включены покаскадно таким образом, что получаемая при этом составная амплитудная характеристика является логарифмической в весьма широком динамическом диапазоне изменения уровней входных сигналов). При использовании псевдологарифмического метода проще компенсировать любые нелинейности в элементах, управля-

ющих логарифмическим усилителем, и получить меньшую длительность фронта импульса в данном динамическом диапазоне; поэтому псевдологарифмический метод рассматривается более подробно.

ИСТИННОЕ ЛОГАРИФМИЧЕСКОЕ ВИДЕОУСИЛЕНИЕ

Любой усилитель, передаточная функция (амплитудная характеристика) которого представляет собой явную функцию логарифма уровня входного сигнала, можно назвать логарифмическим усилителем. Самым распространенным истинным логарифмическим элементом является *p-n* переход (в диодах или транзисторах).

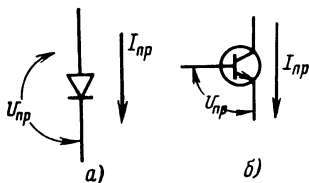


Рис. 9. Переходы *p-n* с прямым смещением в диоде (а) и в транзисторе (б).

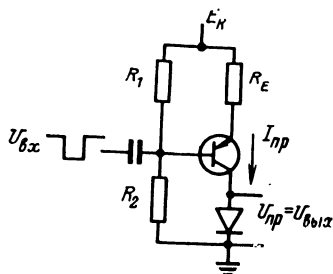


Рис. 10. Упрощенная схема логарифмического усилителя с диодным управлением.

Уравнение вольт-амперной характеристики перехода диода или транзистора, работающего в режиме прямого смещения (рис. 9), можно представить (если пренебречь сопротивлением насыщения) в виде

$$I_{np} = I_{обр} (e^{mU_{np}} - 1). \quad (24)$$

Если решить уравнение (24) относительно прямого напряжения смещения:

$$U_{np} = \frac{1}{m} \ln \left(\frac{I_{np}}{I_{обр}} + 1 \right), \quad (25)$$

где I_{np} — прямой ток диода (или транзистора); U_{np} — прямое напряжение диода (или транзистора); $I_{обр}$ — обратный ток насыщения диода; $m = q/\eta KT$; q — заряд

электрона; K — постоянная Больцмана; T — температура, К; η — постоянная диода ($\eta=1-2$ для диодов и $\eta=1$ для транзисторов).

Характеристики, описываемые уравнениями (24) и (25) (прямое напряжение находится в логарифмической зависимости от изменений прямого тока), можно использовать для описания идеального логарифмического усиления. Для получения идеальной логарифмической амплитудной характеристики на диод (или транзистор) должно быть подано смещение от источника постоянного тока. На рис. 10 представлена упрощенная схема логарифмического усилителя с диодным управлением¹. Как видно из (25), выходное напряжение такого усилителя описывается выражением

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{m} \ln \left(\frac{I_{\text{пр}}}{I_{\text{обр}}} + 1 \right). \quad (26)$$

Допустим, что

$$I_{\text{пр}} = i_{\text{вх}} + I_{\text{пр } E}, \quad (27)$$

где $i_{\text{вх}}$ — ток, обусловленный входным импульсом; $I_{\text{пр } E}$ — прямой ток диода, обусловленный смещением

$$i_{\text{вх}} \approx \frac{U_{\text{вх}}}{R_3}, \quad (28)$$

$$I_{\text{пр } E} \approx E_{\kappa} \left[\frac{R_2}{R_3(R_1 + R_2)} \right]. \quad (29)$$

Подставляя уравнение (27) в (26), получаем:

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{m} \ln \left(\frac{i_{\text{вх}} + I_{\text{пр } E}}{I_{\text{обр}}} + 1 \right). \quad (30)$$

¹ Рассматриваемая разновидность логарифмических усилителей известна в отечественной литературе под названием «усилителей, построенных по принципу нелинейного шунтирования цепей нагрузки», и нашла довольно широкое распространение в радиоэлектронной аппаратуре. В ряде случаев это единственно возможный вариант, в связи с чем нельзя согласиться с несколько скептическим отношением автора к перспективам применения указанного метода логарифмирования.

Кроме того, читатель не должен заблуждаться, используя введенный автором термин «истинное логарифмическое усиление». Он верен, будучи применен к оценке формы вольт-амперной характеристики нелинейного элемента, но далеко не соответствует действительному положению, будучи отнесен к амплитудной характеристике реального логарифмического усилителя. Как известно, последняя может быть сделана близкой к идеальной логарифмической кривой лишь при введении в состав нелинейной цепи дополнительных корректирующих элементов. — *Прим. ред.*

Выходной импульс $U_{\text{вых}}$ определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{пр}E} - U_{\text{пр}E}, \quad (31)$$

где $U_{\text{пр}E}$ — прямое падение напряжения на диоде, обусловленное током смещения $I_{\text{пр}E}$ в состоянии покоя.

Тогда выражение для определения амплитуды выходного импульса будет:

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{m} \left[\ln \left(\frac{I_{\text{пр}E} + i_{\text{вх}}}{I_{\text{обр}}} + 1 \right) - \ln \left(\frac{I_{\text{пр}E}}{I_{\text{обр}}} + 1 \right) \right] \quad (32)$$

или после упрощений

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{m} \ln \left(\frac{i_{\text{вх}}}{I_{\text{пр}E} + I_{\text{обр}}} + 1 \right). \quad (33)$$

Если $I_{\text{обр}} \ll I_{\text{пр}E}$, то

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{m} \left[\ln \left(\frac{I_{\text{вх}}}{I_{\text{пр}E}} + 1 \right) \right]. \quad (34)$$

На рис. 11 представлены кривые, иллюстрирующие уравнение (34) для значений $1/m = 0,0518$ ($\eta = 2$

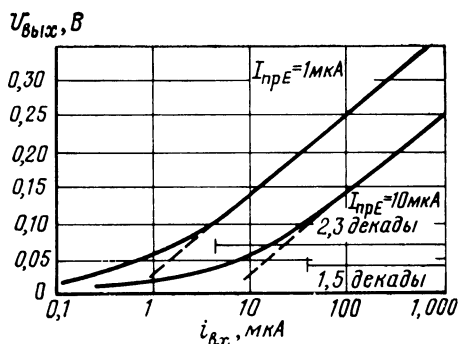


Рис. 11. Выходные характеристики логарифмического усилителя (34).

и $T = 300$ K). Следует отметить, что чем больше ток смещения $I_{\text{пр}E}$, тем меньше $D_{\text{у. вх}}$ (например, если принять ток равным 1 мА в качестве верхнего предела, то большинство диодов имеют нелогарифмическую вольт-амперную характеристику при прямых токах более 1 или 2 мА). Динамический диапазон по входным сигналам составляет 2,3 декады при токе $I_{\text{пр}E} = 1$ мкА и всего 1,5 декады при токе $I_{\text{пр}E} = 10$ мкА. Следует иметь

в виду, что кривая отличается от логарифмической характеристики и становится линейной при малых значениях i_p . Это объясняется тем, что $\ln(x+1) \rightarrow x$ при $x \rightarrow 0$.

Подставляя уравнение (28) в уравнение (34), получаем:

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{m} \ln \left(\frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{э}} I_{\text{пр}} E} + 1 \right). \quad (35)$$

Таким образом, кривые рис. 11 справедливы для любого управляемого постоянным током логарифмического усилителя, в котором протекающий через диод ток связан с амплитудой входного импульса соотношением

$$i_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / R.$$

Логарифмический усилитель, управляемый постоянным током, имеет удовлетворительную логарифмическую характеристику. Однако длительность фронта выходного импульса увеличивается при малых уровнях смещения (широком динамическом диапазоне по входным сигналам). Увеличение длительности фронта обусловлено влиянием емкости логарифмирующего диода (или транзистора) и источника постоянного тока. Это можно показать следующим образом. Коэффициент усиления каскада, упрощенная схема которого показана на рис. 10, определяется выражением

$$K_U = r_d / R_{\text{э}}, \quad (36)$$

где r_d — динамическое сопротивление диода [2], определяемое выражением

$$r_d = \frac{\eta K T}{q I_{\text{пр}}}. \quad (37)$$

Используя преобразование Лапласа, уравнение (36) можно записать в виде

$$K_U = \frac{r_d R_{\text{э}}}{1 + S C_d r_d}, \quad (38)$$

где C_d — динамическая емкость перехода, шунтирующая сопротивление r_d . Тогда граничная частота на уровне 3 дБ

$$f|_{3\text{дБ}} = \frac{1}{2\pi r_d C_d}.$$

Динамическое сопротивление перехода является гиперболической функцией тока $I_{\text{пр}}$ (37), а динамическая

ёмкость — почти линейной функцией тока $I_{\text{пр}}$ [2]. Для определения влияния C_d рассмотрим пример.

Диод типа FD-100 имеет параметры:

$I_{\text{пр}}, \text{мкА}$	$r_d, \text{Ом}$	$C_d, \text{пФ}$	$f_{3\text{дБ}}, \text{МГц}$
10	4300	4	9,26
100	250	10	63,6
1000	19	24	350

Таким образом, чем больше ток смещения, тем лучше частотная характеристика (следует отметить, что влияние внешних емкостей не учитывается)¹. Однако, чем больше ток смещения, тем меньше $D_{y, \text{вх}}$ (рис. 11). Динамический диапазон при $I_{\text{прЕ}} = 100 \text{ мкА}$ составляет менее одной декады.

На рис. 12 представлена схема логарифмического видеоусилителя с диодным управлением, в котором используется свойство деления тока, возникающее в дифференциальных усилителях (подробно это свойство рассматривается в приложении 1). Импульсный ток диода

$$i_{\text{вх}} = - \frac{U_{\text{вх}} R_1}{R_2 R_3}. \quad (39)$$

Управление током $I_{\text{прЕ}}$ в состоянии покоя производится с помощью потенциометра R_4 . Без учета влияния

¹ Когда автор говорит об улучшении формы частотной характеристики логарифмического усилителя при увеличении уровня входного сигнала, то с этим можно согласиться лишь формально. Действительно, за счет уменьшения сопротивления диодов (нелинейных элементов цепи межкаскадной связи) частотная характеристика усилителя становится более равномерной, а фазовая характеристика — линейной. Другими словами, уменьшается степень частотных и фазовых искажений сигнала. Однако то, что степень искажений усиливаемого сигнала зависит от уровня последнего, является существенным недостатком и обуславливает появление ряда трудностей. Это можно проиллюстрировать известным из литературы примером — работой РЛС, предназначенной для определения дальности. Нетрудно видеть, что при увеличении уровня отраженного от цели импульсного сигнала длительность фронта сигнала на выходе приемника (т. е. фактически на выходе логарифмического видеоусилителя) уменьшается. Следовательно, расстояние до облучаемого объекта, оцениваемое по положению фронта, определяется с ошибкой, величина которой зависит от изменений уровня сигнала. Поэтому в аналогичных случаях для устранения дополнительной ошибки в логарифмическом видеоусилителе надо обеспечить постоянство ширины полосы пропускания и фазового сдвига во всем интервале изменения уровней входных сигналов. В литературе — как советской, так и зарубежной — описано значительное число схемных решений указанной задачи. — *Прим. ред.*

резистора \bar{R}_1 на сопротивление резистора \bar{R}_3 выражение для определения амплитуды выходного импульса можно записать в виде

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{m} \ln \left(\frac{U_{\text{вх}} R_1}{I_{\text{пр}} E R_2 R_3} + 1 \right), \quad (40)$$

где R_1/R_2 — коэффициент усиления дифференциального усилителя в цепи обратной связи, выполненного на транзисторах $T_1 - T_3$ (дифференциальный усилитель канала обратной связи рассматривается в приложении 2).

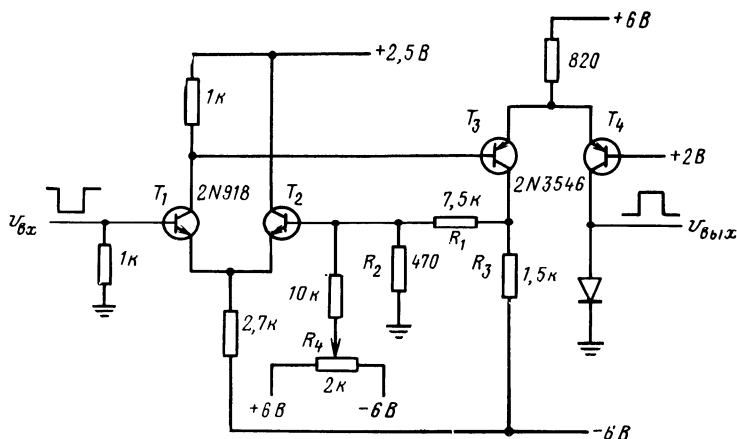


Рис. 12. Принципиальная схема логарифмического видеоусилителя с диодным управлением по постоянному току.

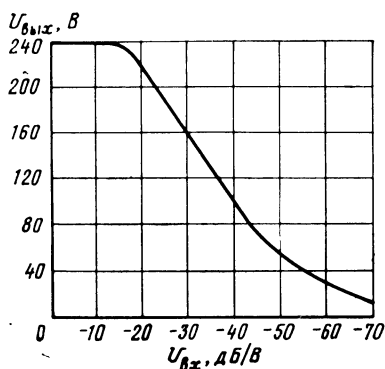


Рис. 13. Амплитудная характеристика усилителя (рис. 12).

На рис. 13 представлена амплитудная характеристика усилителя, схема которого приведена на рис. 12. Ток смещения составляет 10 мкА. При измерениях длитель-

ность фронта выходного импульса составила 40 нс, а $D_{у.вх} = 30$ дБ. Динамический диапазон усилителя по входным сигналам можно расширить за счет увеличения длительности фронта выходного сигнала.

Как показано на рис. 14 [3—5], диоды (и транзисторы) можно также использовать в качестве элементов

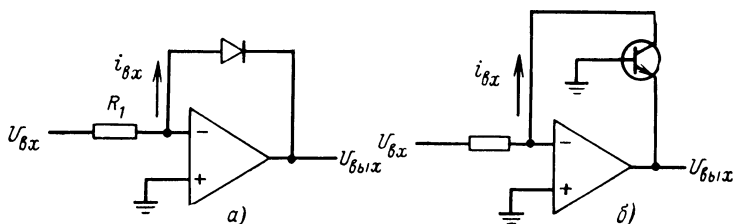


Рис. 14. Логарифмические усилители с обратной связью с использованием диода (а) и транзистора (б).

обратной связи операционных усилителей. Импульс прямого тока $i_{вх}$ можно определить как

$$i_{вх} = U_{вх} / R_1. \quad (41)$$

Подставляя уравнение (41) в (34), получаем:

$$U_{вых} = \frac{1}{m} \ln \left(\frac{U_{вх}}{R_1 I_{пр E}} + 1 \right). \quad (42)$$

Если $U_{вх} / (R_1 I_{пр E}) \gg 1$, то единиц в уравнении (42) можно пренебречь (см. рис. 11) и тогда

$$U_{вых} = \frac{1}{m} (\ln U_{вх} - \ln I_{пр E} R_1). \quad (43)$$

Уравнение (43) подтверждает возможность получения логарифмической амплитудной характеристики в усилителях, схемы которых показаны на рис. 14.

Логарифмирование введением в усилитель обратной связи является весьма удобным методом, когда длительность фронта не имеет значения. Поскольку диод (или транзистор) работает во всем динамическом диапазоне изменения своего сопротивления (от $r_d > 10\,000$ Ом до $r_d < 10$ Ом), для предотвращения самовозбуждения при больших уровнях сигнала (или малых значениях r_d и максимальной глубине обратной связи) в операционном усилителе необходимо обеспечить частотную компенсацию. Рассматриваемый метод

непригоден из-за необходимости частотной компенсации, особенно в тех случаях, когда в усилителе должна быть обеспечена большая величина $D_{у. вх}$ при малой длительности фронта (менее 100 нс). Возможен вариант параллельного включения нескольких каскадов с ограниченным динамическим диапазоном (малой длительностью фронта) и суммирования их выходных сигналов. Однако процесс суммирования затруднен [6], так же как затруднена компенсация в широком диапазоне изменения температур любых нелинейностей входного сигнала. Лучшие результаты дает метод, основанный на использовании псевдологарифмических устройств

ПСЕВДОЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ

Видеоусилители с точной логарифмической амплитудной характеристикой нашли ограниченное применение в системах, где требуется высококачественное логарифмирование в широком динамическом диапазоне по входным сигналам, а также обеспечение логарифмического усиления при малой длительности фронта импульсных сигналов. Более подходящим методом является аппроксимация логарифмической функции путем сложения прямолинейных и криволинейных отрезков. Эти методы являются эффективными, поскольку при схемной реализации логарифмирующих устройств открывается возможность компенсации любых нелинейностей на входе¹. Например, в видеоприемниках с кри-

¹ «Псевдо» можно определить как нечто нереальное на первый взгляд. Логарифмические усилители, рассматриваемые в данном разделе, могут обеспечить близкое приближение к идеальному логарифмическому закону, но они никогда не обладают точной логарифмической амплитудной характеристикой.— *Прим. авт.*

Метод построения логарифмических усилителей, названный автором «псевдологарифмическим», получил широкое распространение и в отечественных разработках. В советской литературе он назван методом «непрерывного детектирования сигналов и последующего их суммирования», что отражает структуру построения усилителя.

Необходимо отметить, что примененные Р. Хьюзом принципы аналитического исследования близки к приемам, которые были предложены А. П. Лукошкиным и основывались на аппроксимации статистических характеристик усилительных приборов, работающих в нелинейных режимах. Получающиеся при этом расчетные соотношения излишне усложняются и, по-видимому, более целесообразным является представление «логарифмирующего» усилителя в виде много-

сталлическим детектором несложно скомпенсировать насыщение, возникшее в кристалле при наличии на входе сигналов значительного уровня.

Теория линейно-логарифмического усилителя с ограничением и последовательным суммированием

В самом общем виде логарифмическая амплитудная характеристика определяется уравнением (1). Амплитудная характеристика, близкая к идеальной логарифмической кривой, может быть аппроксимирована линейными отрезками, концы которых лежат на идеальной кривой. При этом уровни входных сигналов, определяющие координаты начала и конца каждого отрезка, должны иметь одинаковое отношение R , а уровни выходных сигналов — одинаковую разность Δ .

Аппроксимацию можно представить следующим образом. Пусть имеется ряд входных напряжений $U_{\text{вх}0}, U_{\text{вх}1}, U_{\text{вх}2}, \dots, U_{\text{вх}n}$, в результате чего:

$$\frac{U_{\text{вх}n}}{U_{\text{вх}n-1}} = \dots = \frac{U_{\text{вх}2}}{U_{\text{вх}1}} = \frac{U_{\text{вх}1}}{U_{\text{вх}0}} = R. \quad (44)$$

Таким образом, можно записать:

$$U_{\text{вх}n} = U_{\text{вх}0} R^n. \quad (45)$$

Подставляя уравнение (45) в (43), получаем:

$$U_{\text{вых}n} = K_1 \log [(K_2 U_{\text{вх}0} R^n)] \quad (46)$$

или

$$U_{\text{вых}n} = K_1 \log K_2 U_{\text{вх}0} + \eta K_1 \log R. \quad (46a)$$

Так как

$$U_{\text{вых}0} = K_1 \log K_2 U_{\text{вх}0}, \quad (47)$$

то уравнение (46a) упрощается и приобретает вид:

$$U_{\text{вых}n} = U_{\text{вых}0} + \eta K_1 \log R. \quad (48)$$

канального устройства — набора линейных усилителей с ограничением и коэффициентами усиления, различающимися в K_i раз (где K_i — коэффициент усиления канала с минимальным усилением). Полученные при этом соотношения легко табулируются и могут быть представлены в виде кривых, пригодных для практических расчетов. — *Прим. ред.*

Из уравнения (48) видно, что логарифмической функциональной зависимостью определяется ряд входных сигналов, уровни которых имеют одинаковое отношение R и которые соответствуют ряду выходных сигналов с уровнями, имеющими одинаковую разность Δ :

$$\Delta = K_1 \log R. \quad (49)$$

Ниже дается более подробное рассмотрение выражения (48).

Один из способов реализации рассматриваемого метода заключается в суммировании выходных сигналов, снимаемых с выходов нескольких последовательно включенных линейных каскадов с ограничением. На рис. 15 представлена амплитудная характеристика ли-

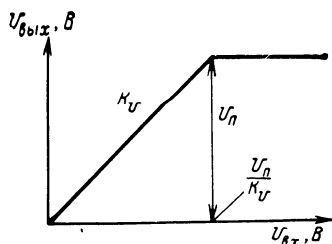
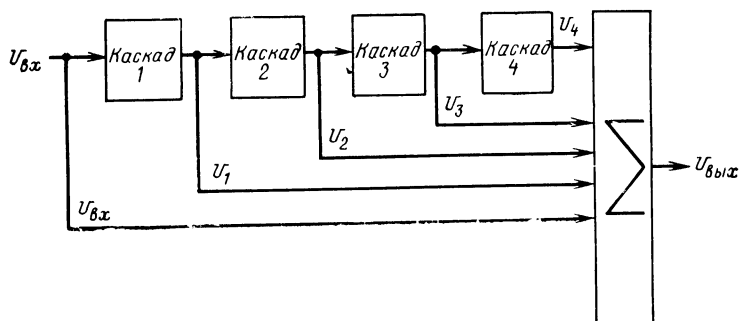


Рис. 15. Амплитудная характеристика линейного каскада с ограничением.

Рис. 16. Упрощенная схема логарифмического усилителя, состоящего из линейных каскадов с ограничением.



нейного каскада с ограничением, а на рис. 16 — обобщенная схема усилителя, состоящего из нескольких последовательно включенных каскадов, выходы которых присоединены к суммирующему усилителю. Суммарный сигнал на выходе такого усилителя

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} + U_1 + U_2 + U_3 + \dots + U_n. \quad (50)$$

Если предположить, что все каскады имеют одинаковые коэффициенты усиления и уровни ограничения, то сигнал на выходе суммирующего усилителя (при условии работы каждого каскада в режиме ограничения) можно определить как

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}} \Big|_{4_{\text{огр}}}^{U_{\text{п}}/K_U^4} &= U_{\text{п}} + \frac{U_{\text{п}}}{K_U} + \frac{U_{\text{п}}}{K_U^2} + \frac{U_{\text{п}}}{K_U^3} + \frac{U_{\text{п}}}{K_U^4}; \\ U_{\text{вых}} \Big|_{3_{\text{огр}}}^{U_{\text{п}}/K_U^3} &= 2U_{\text{п}} + \frac{U_{\text{п}}}{K_U} + \frac{U_{\text{п}}}{K_U^2} + \frac{U_{\text{п}}}{K_U^3}; \\ U_{\text{вых}} \Big|_{2_{\text{огр}}}^{U_{\text{п}}/K_U^2} &= 3U_{\text{п}} + \frac{U_{\text{п}}}{K_U} + \frac{U_{\text{п}}}{K_U^2}; \\ U_{\text{вых}} \Big|_{1_{\text{огр}}}^{U_{\text{п}}/K_U} &= 4U_{\text{п}} + \frac{U_{\text{п}}}{K_U}, \end{aligned} \right\} \quad (51)$$

где $U_{\text{вых}} \Big|_{n_{\text{огр}}}^{U_{\text{п}}/K_U^n}$ — выходной сигнал n -го каскада с ограничением (при входном сигнале $U_{\text{п}}/K_U^n$); $U_{\text{п}}$ — уровень ограничения одиночного каскада (рис. 15).

Если $K_U \gg 1$, то членами суммы справа от $U_{\text{п}}$ в уравнении (51) можно пренебречь. Таким образом, уровень суммарного выходного сигнала в точках, соответствующих переходу в режим ограничения, будет получать постоянное приращение $U_{\text{п}}$ при увеличении уровня входного сигнала в K_U раз. Выходной сигнал каскада 4 (рис. 16) при переходе в режим ограничения равен $U_{\text{п}}$ при уровне сигнала на входе усилителя, равном $U_{\text{п}}/K_U^4$. Выходной сигнал при переходе каскада 3 в режим ограничения составляет $2U_{\text{п}}$ при уровне сигнала на входе усилителя, равном $U_{\text{п}}/K_U^3$. Следовательно, уравнения (51) удовлетворяют требованиям (48) и (49), предъявляемым к логарифмическому преобразованию. На рис. 17 показана амплитудная характеристика 4-каскадного линейно-логарифмического усилителя с ограничением, рассчитанная с помощью уравнения (51). Коэффициент усиления отдельных каскадов составляет 10 (или 20 дБ), а уровень ограничения 1 В. Входной сигнал измеряется в децибелах относительно уровня 1 В, что позволяет построить идеальную логарифмическую характеристику.

рифмическую характеристику в виде последовательности прямолинейных отрезков (рис. 2) и реальную — в виде последовательности нелинейных отрезков. Как видно из рис. 17, амплитудная характеристика совпадает с идеальной логарифмической функцией в нескольких точках при уровнях входного сигнала, соответ-

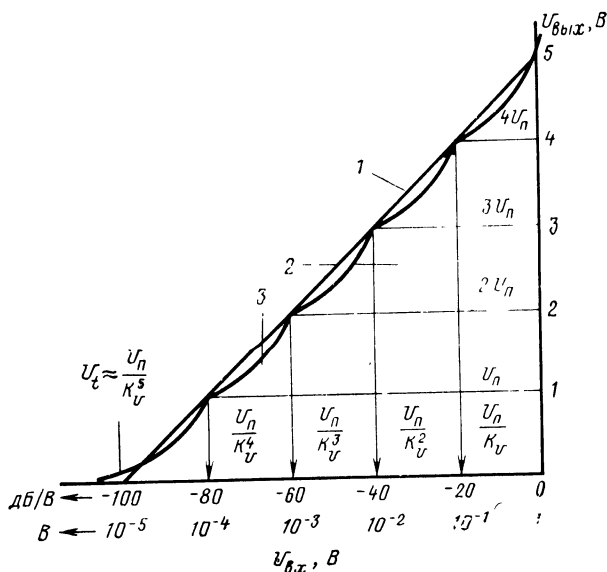


Рис. 17. Амплитудная характеристика 4-каскадного линейно-логарифмического усилителя с ограничением (рис. 16) и описываемого уравнениями (51) при $K_U = 10$ (или 20 дБ) и $U_n = 1$ В.

1 — истинная логарифмическая передаточная функция; 2 — логарифмическая ошибка, равная 4 дБ; 3 — выходной сигнал логарифмического усилителя.

вующих переходу отдельных каскадов в режим ограничения (U_n/K_U^n). Однако между этими точками реальная амплитудная характеристика отклоняется от идеальной, т. е. возникает ошибка, величина которой зависит от коэффициента усиления усилителя. На рис. 18 [7] приведен график зависимости отнесенной ко входу ошибки от изменений коэффициента усиления K_U , дБ. Как видно из графика, ошибка уменьшается при снижении коэффициента усиления (при заданной величине $D_{у. вх}$ для аппроксимации логарифмической функции используется большее количество прямолинейных отрез-

ков, а следовательно, имеется большее число точек перехода линейных каскадов в режим ограничения). График зависимости логарифмической ошибки от изменений коэффициента усиления одиночного каскада, приведенный на рис. 18, определяет максимальную величину ошибки для наиболее близкого совпадения с кривой наименьших среднеквадратичных значений. Таким образом, при коэффициенте усиления в линейном режиме, равном 20 дБ, общая ошибка составляет 4 дБ или

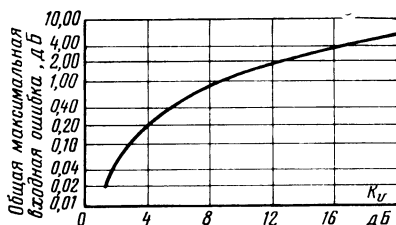


Рис. 18. Зависимость общей логарифмической ошибки от коэффициента усиления одиночного каскада.

± 2 дБ — для логарифмической характеристики с наименьшими среднеквадратичными значениями. Этот результат согласуется с логарифмической ошибкой 4 дБ, которая определена для кривой, изображенной на рис. 17

Принятое выше допущение о том, что $K_U \gg 1$, позволяет пренебречь членами суммы справа от U_{π} в уравнениях (51), однако при большом коэффициенте усиления логарифмическая ошибка становится значительной (рис. 18). На практике коэффициент усиления линейных каскадов составляет менее 15 дБ (общая ошибка $\pm 1,5$ дБ) и упомянутыми членами в уравнениях (51) пренебрегать нельзя. В результате этого при больших уровнях входных сигналов снижается крутизна логарифмической амплитудной характеристики [поскольку уровень входного сигнала уменьшается на U_{π}/K_U в каждом каскаде с ограничением (51)]. Снижение крутизны зависит от K_U — чем меньше K_U , тем ниже крутизна. Подобное снижение крутизны предотвращается плавным изменением коэффициента усиления в суммирующем усилителе (с нарастанием усиления для напряжений, которые поступают от каскадов, усиливаю-

щих сигналы более высокого уровня) или путем увеличения значения U_n в каскадах, усиливающих сигналы более высокого уровня.

Логарифмические постоянные K_1 и K_2 можно найти из условия, что плавный линейно-логарифмический переход (рис. 3) имеет место при входном сигнале (рис. 17):

$$U_t = \frac{U_n}{K_U^{n+1}}. \quad (52)$$

Напряжение U_t , соответствующее плавному линейно-логарифмическому переходу, определяется уравнением (15):

$$U_t = e/K_2. \quad (53)$$

Подставляя уравнение (52) в (53) и решая относительно K_2 , получаем:

$$K_2 = \frac{K_U^{n+1} e}{U_n}. \quad (54)$$

Логарифмическую крутизну K_1 можно определить из (6). Поскольку точки пересечения двух смежных отрезков расположены на идеальной логарифмической кривой, то логарифмическая крутизна представляет собой крутизну логарифмического участка, соединяющего точки пересечения. Интервал между точками пересечения составляет U_n . Таким образом, выражение для логарифмической крутизны можно записать в виде

$$a = \frac{U_n}{K_U} K_{U\Sigma}, \quad (55)$$

где $K_{U\Sigma}$ — коэффициент усиления по напряжению суммирующего усилителя.

Подставляя (55) в уравнение (6) и решая его относительно K_1 , получаем:

$$K_1 = 20 \frac{U_n}{K_U} K_{U\Sigma}. \quad (56)$$

Итак, показано, что логарифмическую функцию можно аппроксимировать путем суммирования сигналов, снимаемых с выходов по каскадно включенных линейных усилителей с ограничением. Логарифмическая ошибка может быть уменьшена путем снижения коэффициента усиления; однако малый коэффициент усиления

Ния каскадов приводит к снижению крутизны при больших уровнях входных сигналов. В следующем разделе приведено несколько примеров построения покаскадно включенных логарифмических усилителей-ограничителей.

Практические схемы суммирующих логарифмических видеоусилителей-ограничителей

Существует несколько способов построения линейных усилителей с ограничением, характеристика которых показана на рис. 15. В усилителе, схема которого представлена на рис. 19, используется свойство дифференци-

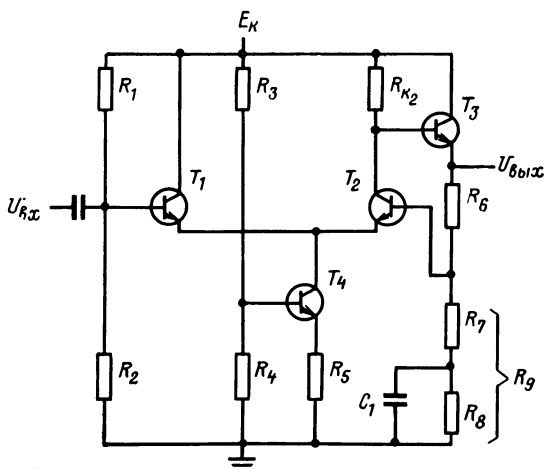


Рис. 19. Дифференциальный видеоусилитель с обратной связью.

ального усилителя с обратной связью обеспечивать двустороннее ограничение (приложение 2). Транзисторы T_1 и T_2 образуют дифференциальную пару, а транзистор T_4 выполняет функции источника постоянного тока. Усиление по напряжению обеспечивается транзистором T_2 . Таким образом, максимальный коэффициент усиления разомкнутой цепи (без обратной связи) определяется выражением

$$K_{U_{\text{макс}}} = \frac{R_{K2}}{r_{\text{э1}} + r_{\text{э2}}}, \quad (57)$$

где

$$r_0 = \frac{KT}{qI_0} \approx \frac{0,026}{I_0} \quad (58)$$

при нормальной температуре.

Если значение $K_{U_{\max}}$ велико, то можно получить:

$$K_{U_{0.c}} = \frac{R_6 + R_7}{R_7}; \quad (59)$$

$$Z_{вх} \approx R_1 \parallel R_2;$$

$$Z_{вых} \sim R_{к2}/\beta_3.$$

Коэффициент петлевого усиления K_β определяется выражением

$$K_\beta = \frac{K_{U_{\max}}}{K_{U_{0.c}}}$$

или с учетом (57) и (59)

$$K_\beta = \frac{K_{U_{\max}}}{\frac{R_6 + R_7}{R_7}},$$

то же в децибелах

$$K_\beta = K_{U_{\max}} - K_{U_{0.c}}.$$

Если коэффициент петлевого усиления превышает 20 дБ, то уравнение (59) справедливо с точностью в пределах 1 дБ.

Для иллюстрации практической пригодности метода линейного ограничения произведем расчет логарифмического усилителя с $D_{у.вх} = 60$ дБ при коэффициенте усиления на каскад 10 дБ [что дает (рис. 18) логарифмическую ошибку 1,5 дБ или $\pm 0,75$ дБ].

Поскольку требуемый динамический диапазон по входным сигналам составляет 60 дБ, необходимо иметь в составе усилителя шесть каскадов. Минимальный уровень входного сигнала, при котором начинается логарифмическая амплитудная характеристика, $U_{вх. мин}$, дБ, можно определить из выражения

$$U_{вх. мин} = U_n - K_U - K_{U_0}, \quad (60)$$

где U_n — уровень ограничения одного каскада, дБ; K_U — коэффициент усиления одного каскада, дБ; K_{U_0} — общий коэффициент усиления, дБ.

Динамический диапазон $D_{у. вх}$ равен общему коэффициенту усиления в линейном режиме:

$$D_{у. вх} = K_{U_0}.$$

Однако это выражение не учитывает того, что в сумматор может быть подведен сигнал непосредственно со входа. Хотя указанное обстоятельство мало влияет на минимальный уровень входного сигнала, при котором начинается логарифмическая характеристика, оно обуславливает увеличение уровня максимального входного сигнала, а следовательно, и расширение динамического диапазона по входным сигналам (рис. 17).

Дифференциальный видеоусилитель с обратной связью выполняется в соответствии со схемой, показанной на рис. 19. Поскольку требуемый коэффициент усиления составляет 10 дБ, резистор R_8 и конденсатор C_1 можно исключить. Для обеспечения равенства токов $I_{к1} = I_{к2}$ при одинаковом смещении транзисторы T_1 и T_2 должны подбираться с малыми отклонениями характеристик. Для обеспечения надлежащего разброса могут использоваться серийные транзисторы, например типа MD-918A. Однако в интегральных схемах подбор транзисторов по напряжению база — эмиттер $U_{б.э}$ в пределах 1 мВ (например, в микросхеме типа «3049») обеспечивается гораздо проще, чем при использовании устройств на дискретных элементах. Для достижения равенства токов $I_{к1} = I_{к2}$ напряжение смещения на базе транзистора T_1 должно быть регулируемым.

На рис. 20 представлена полная схема однокаскадного видеоусилителя с обратной связью. Коэффициент петлевого усиления мал, поскольку $I_{к1} = I_{к2} = 1$ мА (или $I_0 = 2$ мА). С учетом уравнений (57) и (58) получаем:

$$K_{U_{\text{макс}}} = \frac{1000}{52} \approx 20 \text{ (или 26 дБ)}.$$

Таким образом, при требуемом коэффициенте усиления 10 дБ коэффициент петлевого усиления составляет всего 16 дБ, а коэффициент усиления по напряжению, определяемый уравнением (59), будет небольшим. Сопротивление резистора R_7 уменьшено для получения требуемого значения коэффициента усиления.

Максимальное выходное напряжение одного каскада составляет ± 1 В ($I_0 R_{к2} / 2 = 1$ В), причем такой уровень

ограничения в значительной степени зависит от напряжения смещения на базе. Эта зависимость обуславливает возникновение важной проблемы: для получения одинакового уровня ограничения от каскада к каскаду напряжения смещения на базах должны быть очень близки в заданном диапазоне изменения температур. Одним из способов решения этой задачи является введение обратной связи по переменному току. В этом случае на базе транзистора T_2 обеспечивается такое же смещение, что и на базе транзистора T_1 (рис. 20),

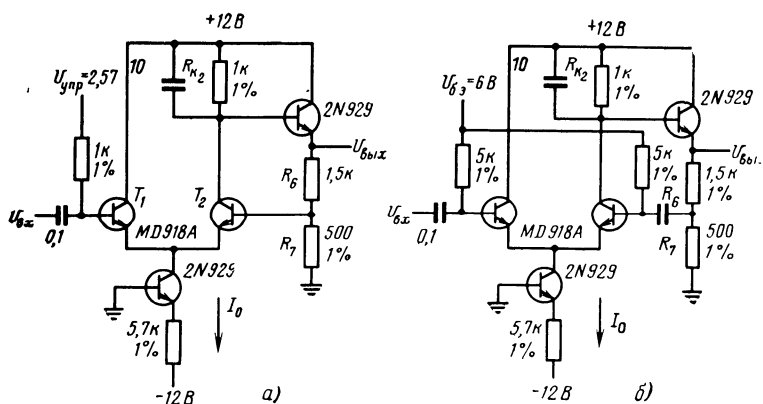


Рис. 20. Однокаскадный дифференциальный видеоусилитель с обратной связью.

а — обратная связь по постоянному току; б — обратная связь по переменному току.

и уровень ограничения не зависит от напряжения смещения на базе.

По схеме рис. 20,а были собраны шесть идентичных усилителей и включены покаскадно согласно рис. 21. Выходные сигналы отдельных линейных каскадов суммируются в усилителе, выполненном на транзисторе T_1 по схеме с общей базой. Существенным является то, что между конечными каскадами (с высоким коэффициентом усиления) и входом усилителя отсутствует обратная связь. При наличии достаточно сильной обратной связи усилитель возбуждается. Ввиду низкого входного сопротивления в качестве суммирующего устройства наиболее подходящим является усилительный каскад,

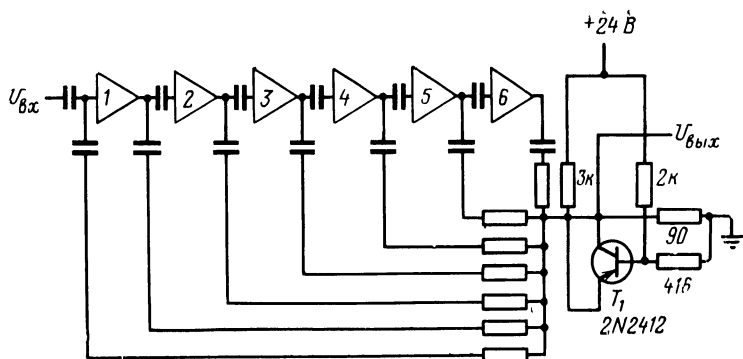


Рис. 21. Логарифмический видеоусилитель с линейным ограничением. (Все суммирующие резисторы — сопротивлением $2,6 \text{ кОм} \pm 1\%$; конденсаторы — емкостью $0,1 \text{ мкФ}$).

выполненный по схеме с общей базой. Таким образом, между выходом усилителя и его входом образуется канал, обеспечивающий значительное затухание сигналов. При некоторых условиях (например, при малых сопротивлениях суммирующих резисторов или при больших коэффициентах усиления) для достижения необходимой развязки целесообразно включение суммирующих резисторов через эмиттерные повторители.

На рис. 22 показаны амплитудные характеристики логарифмического усилителя, схема которого приведена на рис. 21. Амплитуды выходных сигналов равны по величине для одинаковых входных напряжений положительной и отрицательной полярности. Из приведенных на рис. 22 кривых нетрудно оценить влияние резистора, при помощи которого в сумматор вводится входной сигнал. Отметим, что логарифмическая крутизна снижается при высоких уровнях входного сигнала.

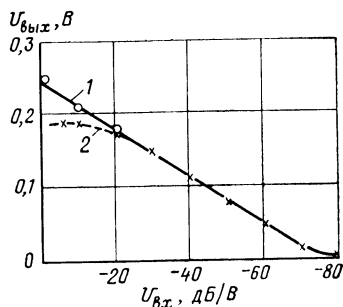


Рис. 22. Амплитудные характеристики линейно-логарифмического видеоусилителя с ограничением.

1 — входные сигналы суммируются; 2 — входные сигналы не суммируются.

Логарифмическая крутизна легко регулируется изменением сопротивления резистора в цепи коллектора суммирующего транзистора, включенного по схеме с общей базой. Выражение для определения логарифмической крутизны можно записать в виде

$$a = \frac{U_n R_k / R_\Sigma}{K_U}, \quad (61)$$

где R_k — сопротивление резистора в коллекторной цепи транзистора, включенного по схеме с общей базой; R_Σ — сопротивление суммирующего резистора; U_n — уровень ограничения одиночного каскада ($I_0 R_k / 2$); K_U — коэффициент усиления одиночного каскада, дБ.

Рассматриваемый усилитель имеет следующие параметры: $U_n = 1\text{В}$, $K_U = 10$ дБ, $R_\Sigma = 2600$ ом и $R_k = 90$ Ом. Таким образом, логарифмическая крутизна

$$a = \frac{1 (90/2600)}{10}$$

или

$$a = 3,46 \text{ мВ/дБ}.$$

Этот результат хорошо согласуется с экспериментально измеренным значением крутизны, равным 3,3 мВ/дБ (рис. 22).

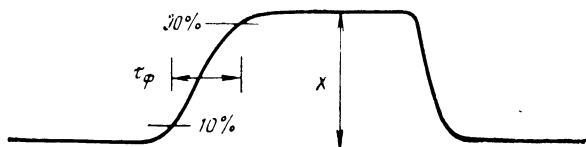


Рис. 23. Выходной импульс линейного видеоусилителя.

Определение длительности фронта импульса или ширины полосы пропускания логарифмических усилителей требует особого подхода. На рис. 23 показана типичная форма импульса на выходе линейного видеоусилителя. Если длительность фронта τ_{ϕ} определена как расстояние по горизонтали между точками, соответствующими 10 и 90%-ному уровням от установившегося значения (рис. 23), то ширина полосы пропускания усилителя равна [8]:

$$\Delta F = \frac{0,35}{\tau_{\phi}}. \quad (62)$$

Это отношение не является справедливым для логарифмических усилителей, когда длительность фронта задается точками, соответствующими 10 и 90%-ному уровням. Объясняется это тем, что напряжение, измеренное на уровне 10%, может быть велико относительно уровня входного сигнала. Проиллюстрируем это на следующем примере. Пусть максимальная амплитуда составляет 1 В, а логарифмический коэффициент пересчета — 5 мВ/дБ. Тогда 10%-ный уровень от 1 В составляет 100 мВ или

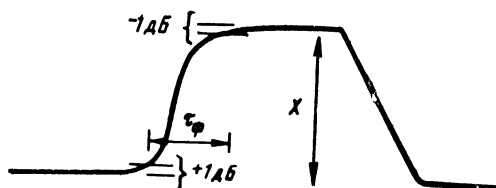


Рис. 24. Определение длительности фронта импульса в логарифмических усилителях.

20 дБ относительно входного уровня. Таким образом, использование 10 и 90%-ного уровней для измерения длительности фронта дает удобное, но в то же время и дезориентирующее значение, поскольку изменение уровня входного сигнала на 40 дБ — 20 дБ на нижнем уровне (10%) и 20 дБ на верхнем уровне (X — 90%) не может быть объяснено. Кроме того, длительность фронта, которая измерена между точками соответствующими 10 и 90%-уровням, зависит от интенсивности входного сигнала.

Значение в 1 дБ представляет отношение напряжений, равное 12,2%. Это достаточно близко к 10% и дает возможность для измерения длительности фронта как расстояния между точками, соответствующими 1 дБ выше нижнего предела и 1 дБ ниже верхнего предела (рис. 24), так и для коррелирования полученного результата с длительностью фронта, определенной для линейного усилителя. Таким образом, в логарифмических усилителях длительность фронта можно измерять между точками на уровнях ± 1 дБ, как показано на рис. 24. В этом случае уравнение (62) может быть использовано

для определения ширины полосы пропускания¹.

Крутизна амплитудной характеристики логарифмического усилителя (рис. 21) составляет 3,3 мВ/дБ. Длительность переднего фронта, измеренная между точками +3,3 мВ и —3,3 мВ, составляет 30 нс; отсюда находим ширину полосы пропускания:

$$\Delta F = \frac{0,35}{30 \cdot 10^{-9}} = 11,7 \text{ МГц.}$$

Тангенциальная чувствительность $E_{\text{мин}}$, которая определяется как отношение с/ш на выходе, равное 8 дБ [8], является удобным показателем способности усилителя к выделению слабых сигналов.

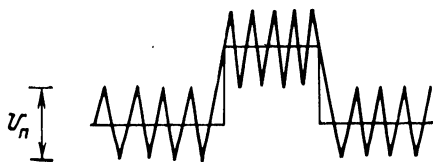


Рис. 25. Касательный (тангенциальный) сиг. ал.

Воспроизведение шумов на экране осциллографа позволяет иметь сравнительно четкое изображение вершины и нижнего края импульса. Тангенциальная чувствительность определяется при условии, что шумы, сопровождающие импульс, достигают верхней границы собственно шумов, как показано на рис. 25. Определение интервала между границами указанных разновидностей

¹ Говоря о частотных свойствах логарифмических усилителей, следует помнить, что понятие «ширина полосы пропускания логарифмического усилителя» является условным. Это объясняется тем, что в силу специфических особенностей построения электрическое состояние логарифмического усилителя (а следовательно, и величины описывающих это состояние показателей, в частности ширины полосы пропускания) является непрерывной функцией изменения уровня входного сигнала. Следует также иметь в виду, что в процессе нелинейного преобразования усиливаемого колебания спектр его обогащается, обуславливая тем самым появление погрешностей при определении ширины полосы пропускания общепринятыми методами.

Поэтому при необходимости ориентировочной оценки частотных свойств логарифмического усилителя в динамическом диапазоне изменения уровней входных сигналов может быть рекомендован метод, заключающийся в определении ширины полосы пропускания в двух фиксированных электрических состояниях, которые соответствуют минимальному и максимальному уровням усиливаемого колебания.—
Прим. ред.

шумов зависит от степени яркости экрана осциллографа, длительности импульса, частоты повторения импульсов и длительности развертки. При использованном методе измерений длительность импульса составляет 2 мкс, частота повторения импульсов — 1 кГц и длительность развертки 1 мкс/см. Таким образом, единственной неизвестной величиной, которая могла бы повлиять на точность измерений, является яркость свечения экрана осциллографа.

Тангенциальную чувствительность можно использовать для определения коэффициента шума усилителя, выражение для которого можно записать в виде

$$F = 20 \log \frac{U_{\text{ш. вых}}}{K_U U_{\text{ш. вх}}},$$

где $U_{\text{ш. вых}}$ — уровень выходных шумов (среднеквадратичное значение); $U_{\text{ш. вх}}$ — уровень входных шумов (среднеквадратичное значение); K_U — коэффициент усиления по напряжению.

Уровень входных шумов определяется выражением

$$U_{\text{ш. вх}} = 20 \lg \sqrt{4KT\Delta f R_N}, \quad (63)$$

где Δf — ширина полосы шумов усилителя; R_N — сопротивление параллельно включенных резисторов смещения и внутреннего сопротивления генератора.

На рис. 26 представлено семейство графиков, построенных в соответствии с уравнением (63) для различных значений ширины полосы шумов Δf .

Ширина полосы шумов не обязательно определяется на уровне 3 дБ. Однако для рассматриваемых здесь усилителей допущение о том, что $\Delta f = \Delta F$, дает небольшую ошибку.

Выражение для коэффициента шума, определенного через тангенциальную чувствительность, записывается в виде

$$F = E_{\text{мин}} - 8 \text{ дБ} - U_{\text{ш. вх}}. \quad (64)$$

Значение $U_{\text{ш. вх}}$ можно найти из графиков рис. 26.

Сигналы на усилитель, схема которого показана на рис. 21, поступают от импульсного генератора с внутренним сопротивлением 25 Ом (генератор с выходным сопротивлением 50 Ом имеет нагрузку 50 Ом). Таким образом, $U_{\text{ш. вх}}$ при $\Delta f = 11,7$ МГц (определяемое по графикам, приведенным на рис. 26) составляет — 113 дБ.

Измеренная тангенциальная чувствительность составляет — 90 дБ. Отсюда, используя уравнение (64), определяем величину коэффициента шума:

$$F = -90 - 8 + 113 = 15 \text{ дБ.}$$

Время восстановления, т. е. время, необходимое для полного восстановления коэффициента усиления после прохождения импульса, играет существенную роль при анализе работы логарифмических усилителей с широким

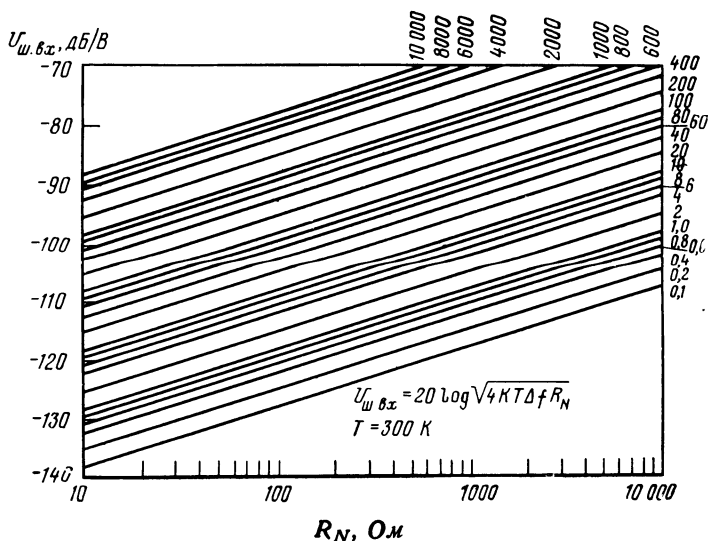


Рис. 26. Зависимость уровня шумов от изменения результирующего сопротивления при различных значениях ширины полосы шумов

динамическим диапазоном по входным сигналам. Все усилители, рассматриваемые в данной книге, построены с использованием емкостной связи. Независимо от того, какую емкость имеет разделительный конденсатор, импульсы всегда претерпевают частичное дифференцирование. Влияние конденсаторов связи на время восстановления иллюстрируется рис. 27. Как видно, конденсаторы большой емкости обуславливают незначительное дифференцирование, однако при этом время восстановления велико, и наоборот, при небольших емкостях происходит сильное дифференцирование, но время восстановления малое.

Решение задачи выбора оптимальной емкости конденсатора связи зависит от необходимой для нормальной работы индикаторного тракта длительности вершины импульса, в пределах которой обеспечивается надлежащее воспроизведение функции логарифма входного сигнала. Если в некоторых случаях требуется длительность плоской вершины импульса порядка 100 нс (т. е. можно использовать конденсаторы связи небольшой емкости), то в других устройствах может оказаться необходимым иметь длительность плоской вершины порядка 10 мкс (т. е. конденсаторы должны быть большой емкости). Время восстановления зависит также от

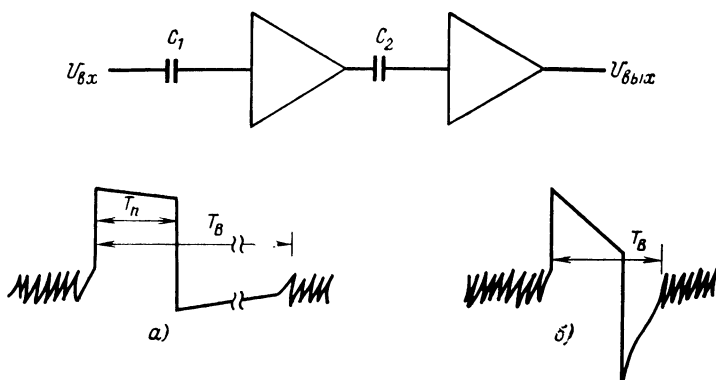


Рис. 27. Влияние конденсаторов связи C_1 и C_2 на время восстановления.

a — большие величины C_1 и C_2 ; b — малые величины C_1 и C_2 .

длительности импульса $T_{\text{и}}$ — оно возрастает с увеличением длительности.

Сквасность D определяется как минимальный интервал между входными импульсами, в котором не происходит ослабления сигнала, обусловленного процессом восстановления усиления. Выражение для определения сквасности можно записать в виде

$$D = \frac{T_{\text{и}}}{T_{\text{в}}}, \quad (65)$$

где $T_{\text{и}}$ — длительность импульса; $T_{\text{в}}$ — время восстановления.

Максимальная частота повторения импульсов (максимальная скважность D)

$$f_{\text{макс}} = \frac{1}{T_{\text{в}}} \quad (66)$$

Подставляя уравнение (65) в (66), получаем:

$$f_{\text{макс}} = \frac{D}{T_{\text{и}}} \quad (67)$$

Время восстановления для усилителя, схема которого приведена на рис. 21, составляет 400 мкс при длительности входного импульса 1 мкс. Тогда из (65) находим:

$$D = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{400 \cdot 10^{-6}} = 0,0025,$$

а максимальную частоту повторения импульсов $f_{\text{макс}}$ — из (67):

$$f_{\text{макс}} = \frac{0,0025}{1 \cdot 10^{-6}} = 2,5 \text{ кГц.}$$

Скважность находится в функциональной зависимости от изменений амплитуды входного сигнала (значение D уменьшается с увеличением уровня входного сигнала), и величины, найденные из выражений (65) и (67), справедливы при уровне сигнала на входе 0 дБ. Выходной импульс имеет плоскую вершину длительностью более 1 мкс. Если емкость конденсатора связи уменьшить до 0,01 мкФ, то длительность плоской вершины будет составлять 200 нс. Время восстановления при длительности импульса 1 мкс составляет 80 мкс.

Таким образом, скважность и максимальная частота повторения равны:

$$D = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{80 \cdot 10^{-6}} = 0,0125;$$

$$f_{\text{макс}} = \frac{0,0125}{1 \cdot 10^{-6}} = 12,5 \text{ кГц.}$$

Определим соответствующие значения логарифмических постоянных для усилителя, схема которого приведена на рис. 21, и сравним их с результатами, полученными при измерениях.

1. Выходное напряжение, соответствующее точке плавного линейно-логарифмического перехода, определяется уравнением (52):

$$U_t = \frac{U_{\text{п}}}{K_{\text{У}}^{n+1}}$$

или в децибелах

$$U_t = U_{\pi} - (n + 1) K_U.$$

Поскольку $U_{\pi} = 1$ В (0 дБ) и $K_U = 10$ дБ, получаем:

$$U_t = 0 - 7(10) = -70 \text{ дБ}.$$

Это значение хорошо согласуется с результатом измерений (рис. 22), при которых также получено — 70 дБ.

2. Логарифмический сдвиг K_2 определяется из уравнения (54):

$$K_2 = \frac{K_U^{n+1} e}{U_{\pi}}$$

или в децибелах

$$K_2 = (n + 1) K_U + e - U_{\pi},$$

где $e = 2,717 \approx 8$ дБ.

Таким образом, получаем:

$$K_2 = 70 + 8 = 78 \text{ дБ}.$$

Если логарифмическую характеристику (рис. 22) продолжить до пересечения с осью $U_{\text{вых}} = 0$, то уровень входного сигнала будет равен $1/K_2$ или — K_2 дБ (рис. 2), что получается при — 75 дБ. Таким образом, измеренное значение K_2 составляет 75 дБ, что согласуется с расчетным, равным 78 дБ.

3. Крутизна K_1 определяется из уравнения (56):

$$K_1 = 20 \frac{U_{\pi}}{K_U} K_{U2}, \quad (68)$$

где $K_{U2} = 0,0346$

и

$$\frac{U_{\pi}}{K_U} = \frac{1}{10} = 100 \text{ мВ/дБ}.$$

Значение крутизны для этого случая получаем из (68):

$$K_1 = 20 \cdot 0,1 (0,0346)$$

или

$$K_1 = 0,069,$$

то же в децибелах:

$$K_1 = -23 \text{ дБ}.$$

4. Коэффициент усиления в линейном режиме $K_{\text{лин}}$ до точки плавного линейно-логарифмического перехода

определяется из уравнения (11):

$$K_{\text{лин}} = 0,434 \frac{K_1}{U_t}$$

или в децибелах

$$K_{\text{лин}} = K_1 - 7,5 - U_t. \quad (69)$$

Подставляя полученные значения K_1 и U_t в уравнение (69), получаем:

$$K_{\text{лин}} = -23 - 7,5 + 70 = 39,5 \text{ дБ.}$$

Общий коэффициент усиления, включая коэффициент усиления суммирующего усилителя, составляет $nK_V + K_{V_2}$ или при подстановке числовых значений $60 - 29 = 31$ дБ. Таким образом, поскольку действительный коэффициент усиления меньше величины, определяемой уравнением (69), усилитель не обладает плавным линейно-логарифмическим переходом. Вместе с тем выведенные соотношения обеспечивают достаточно удовлетворительную аппроксимацию.

Окончательное выражение для амплитудной характеристики линейно-логарифмического видеоусилителя с ограничением можно теперь записать в виде

$$U_{\text{вых}} = K_1 \log K_2 U_{\text{вх}}. \quad (70)$$

Если подставить полученные значения K_1 и K_2 (где $K_2 = 78 \text{ дБ} \approx 8 \cdot 10^4$) в (70), получим выражение

$$U_{\text{вых}} = 0,0692 \log 8 \cdot 10^4 U_{\text{вх}},$$

которое после решения приводится (см. уравнение (7) к виду

$$U_{\text{вых}} = 0,0692 \log U_{\text{вх}} + 0,34.$$

Логарифмические видеоусилители с нелинейным ограничением

В предыдущем разделе был рассмотрен метод получения логарифмической функции путем суммирования линейных отрезков. В данном разделе исследуется более простой логарифмический видеоусилитель, амплитудная характеристика которого образуется путем суммирования нелинейных отрезков.

Элементарный дифференциальный усилитель (рис. 28) имеет следующую амплитудную характеристику (вывод этого выражения приведен в приложении 1):

$$U_{\text{вых}} = \frac{I_0 R_K}{2} \operatorname{tg} \frac{m U_{\text{вх}}}{2}, \quad (71)$$

где $m = \frac{q}{\eta K T}$ (для транзисторов $\eta \approx 1$).

При выводе (71) предполагалось, что транзисторы T_1 и T_2 идентичны и имеют одинаковые напряжения сме-

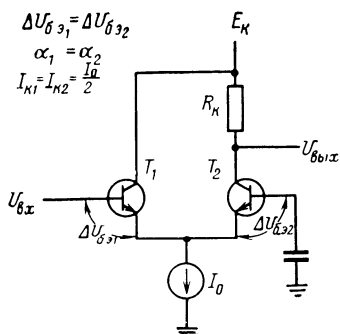


Рис. 28. Упрощенная схема дифференциального усилителя.

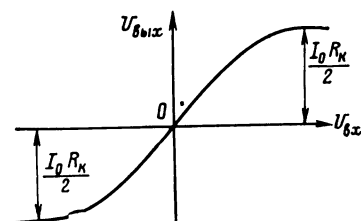


Рис. 29. Графическое представление функции $\operatorname{tg} \frac{m U_{\text{вх}}}{2}$.

щения на базах. Это предположение допустимо при условии тщательно подобранных транзисторов и выполнении дифференциальных усилителей на основе интегральных схем.

Как показано в [10], при тщательном подборе транзисторов реальная передаточная функция весьма близка к теоретической, определяемой уравнением (71). На рис. 29 представлена нормализованная кривая, графически иллюстрирующая уравнение (71). Следует отметить, что в усилителе обеспечивается хорошее двустороннее ограничение:

$$U_{\pi} = \pm \frac{I_0 R_K}{2}.$$

На рис. 30 приведены кривые из одного квадранта графика функции, описываемой уравнением (71) при уровне входного сигнала, выраженном в децибелах, для трех значений температуры.

На основании кривых (рис. 29 и 30) можно сделать следующие выводы: выходной сигнал претерпевает симметричное ограничение; ограничение наступает при уровнях входного сигнала около — 20 дБ (или 0,1 В); выходное колебание симметричное и имеет достаточно хорошее приближение к логарифмической функции в ограниченном динамическом диапазоне.

Для получения приемлемой формы логарифмической амплитудной характеристики следует перейти к использованию многокаскадной цепи, т. е. так же, как и в линейно-логарифмическом усилителе с ограничением. Основной принцип остается тот же, однако получающиеся при этом соотношения весьма сложны и недостаточно поясняют работу усилителя. Простой (и, по мнению автора, более совершенный) метод анализа рассматриваемой разновидности усилителя заключается в вычерчивании с помощью ЭЦВМ графика сигнала на выходе усилителя, состоящего из различного числа каскадов. При этом изменяют число каскадов усилителя и постоянное смещение E ($E = I_0 R_K / 2$). Следует отметить, что $E = U_{\pi}$.

На рис. 31—34 представлены кривые, иллюстрирующие влияние значений n (число последовательно включенных каскадов) и E на форму логарифмической характеристики. С увеличением n возрастает крутизна и расширяется динамический диапазон $D_{y, вх}$, однако логарифмическая ошибка не меняется. С уменьшением E динамический диапазон сокращается; величина логарифмической ошибки также уменьшается. Кривые, изображенные на рис. 31—34, относятся к усилителям, в которых входной сигнал не суммируется с результирующим. На рис. 35 показана логарифмическая амплитудная характеристика при суммировании входного и результирующего сигналов. Как видно, суммирование входного сигнала обеспечивает расширение динамического диапазона усилителя по входным сигналам (почти на 20 дБ при $E = 1$). На рис. 36 и 37 приведена температурная зависимость формы логарифмической амплитудной характеристики: как видно, с увеличением температуры крутизна логарифмической характеристики возрастает, а величина логарифмической ошибки уменьшается. В табл. 1 сведены результаты, полученные на основании анализа кривых (рис. 31—34).

Сравнивая данные табл. 1, с изображенным на рис. 18 графиком зависимости логарифмической ошибки от из-

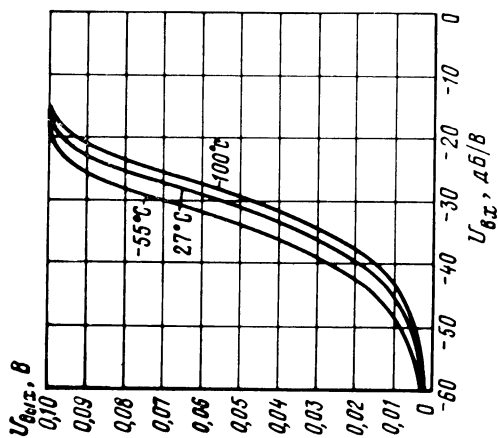


Рис. 30. Графическое представление зависимости, описываемой уравнением (71) при $I_0 R_k/2 = 0,1$ и $m = 36$.

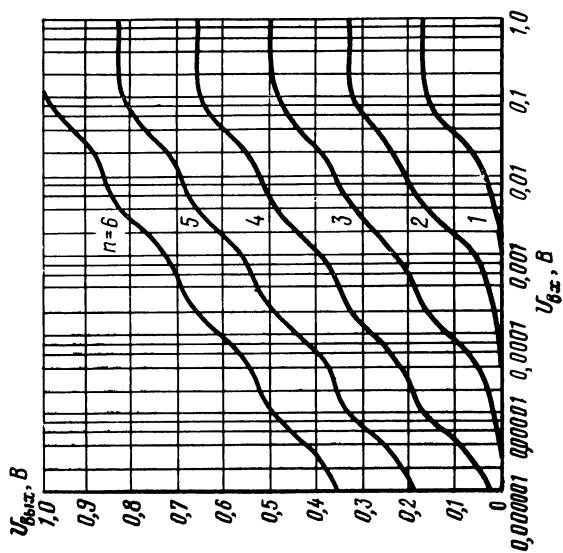


Рис. 31. Зависимость уровня выходного сигнала от изменений уровня входного сигнала в многокаскадных дифференциальных усилителях ($E=1$).

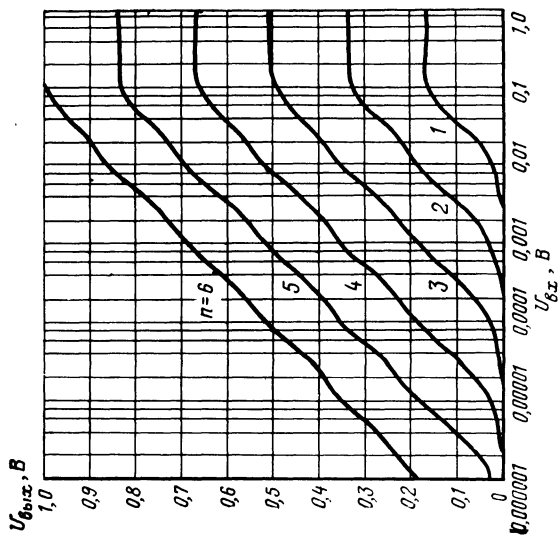


Рис. 32. Зависимость уровня выходного сигнала от изменений уровня входного сигнала в многокаскадных дифференциальных усилителях ($E=0,5$).

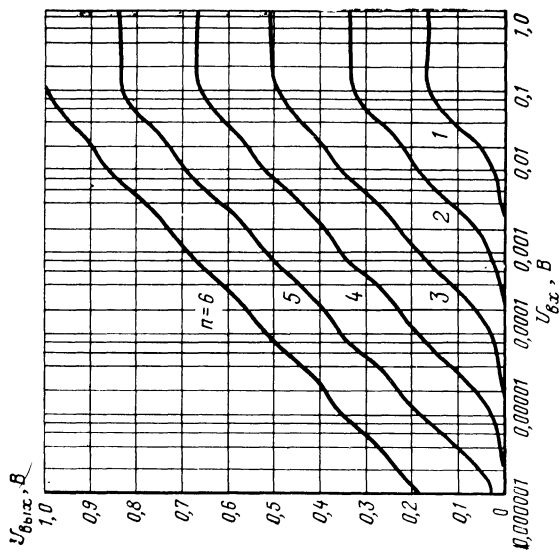


Рис. 33. Зависимость уровня выходного сигнала от изменений уровня входного сигнала в многокаскадных дифференциальных усилителях ($E=0,3$).

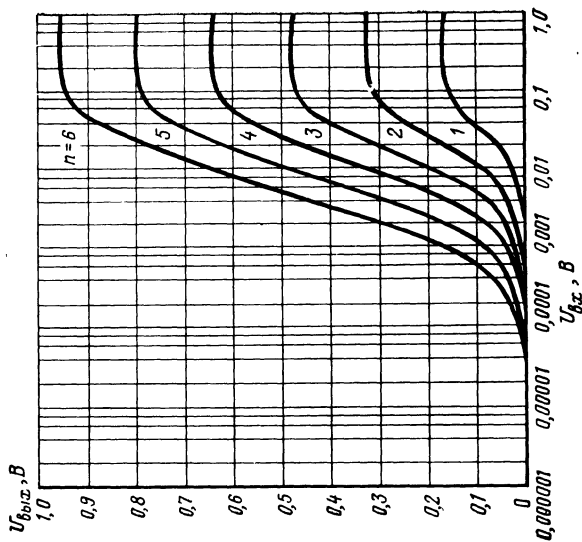


Рис. 34. Зависимость уровня выходного сигнала от изменений уровня входного сигнала в многокаскадных дифференциальных усилителях ($E=0,1$).

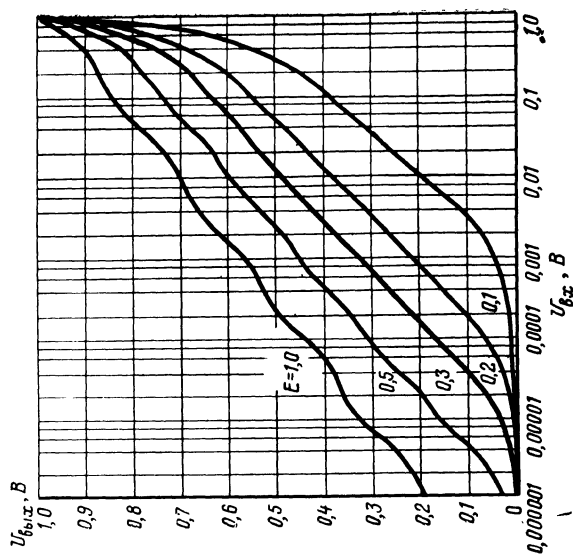


Рис. 35. Зависимость уровня выходного сигнала от изменений уровня входного сигнала в многокаскадных дифференциальных усилителях с суммированием входных сигналов ($n=5$).

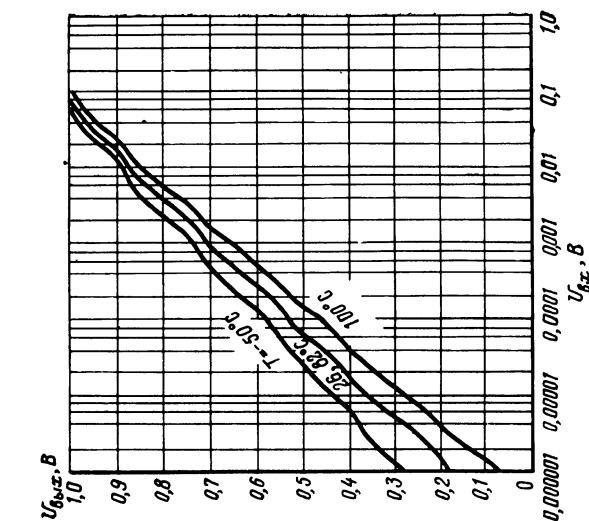


Рис. 36. Зависимость уровня выходного сигнала от изменений уровня входного сигнала в многокаскадных дифференциальных усилителях без суммирования входных сигналов ($E=0, 5$; $n=6$).

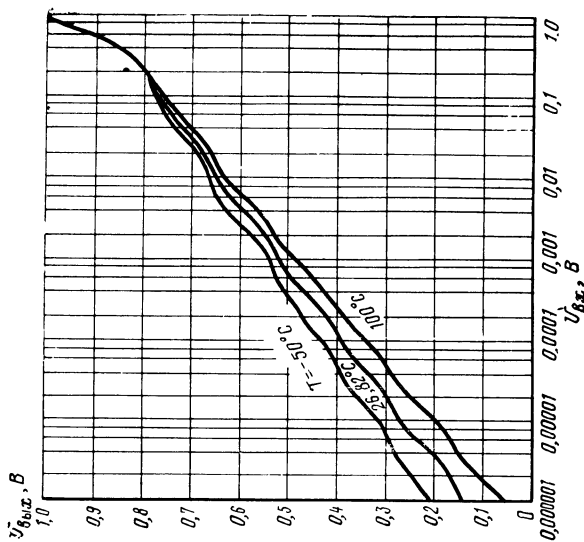


Рис. 37. Зависимость уровня выходного сигнала от изменений уровня входного сигнала в многокаскадных дифференциальных усилителях с суммированием входных сигналов ($E=0, 5$; $n=6$).

Таблица 1

Сводные данные, полученные на основании анализа кривых на рис. 31—34

Постоянное смещение, В	Динамический диапазон, дБ, на каскад (приближенное значение)	Логарифмическая ошибка, дБ (приближенное значение)
1	25	± 2
0,5	20	± 1
0,3	15	$\pm 0,5$
0,1	7	$\pm 0,1$

менения коэффициента усиления одиночного каскада, можно видеть, что способ построения логарифмического усилителя, основанный на использовании нелинейных дифференциальных каскадов, при $E = 0,3$, обеспечивает $D_{у.вх} = 15$ дБ на каскад и логарифмическую ошибку $\pm 0,5$ дБ. Способ, основанный на использовании линейных каскадов с ограничением, при той же величине логарифмической ошибки обеспечивает $D_{у.вх} = 8,5$ дБ на каскад. Таким образом, при данном значении ошибки «нелинейный метод» позволяет иметь вдвое меньше каскадов, чем при использовании линейных каскадов с ограничением. Метод логарифмирования с использованием нелинейного дифференциального усилителя является наиболее простым и может быть легко реализован в интегральном исполнении.

На рис. 38 представлена принципиальная схема 4-каскадного логарифмического усилителя с суммированием выходных сигналов нелинейных дифференциальных каскадов, выполненных на парных транзисторах типа MD-918A (трехкаскадный усилитель в интегральном исполнении рассматривается в гл. 3). Значение постоянной E регулируется путем изменения напряжения от источника — 12 В, выполненного на транзисторах, через которые протекает постоянный ток. На рис. 39 показаны логарифмические амплитудные характеристики при значениях $E = 1$ и $E = 0,5$; здесь же показано, как изменяется форма характеристик при суммировании входных сигналов. Результаты, которые получены на основе анализа изображенных на рис. 39 кривых, удовлетворительно согласуются с данными, полученными из анализа графиков на рис. 31—35,

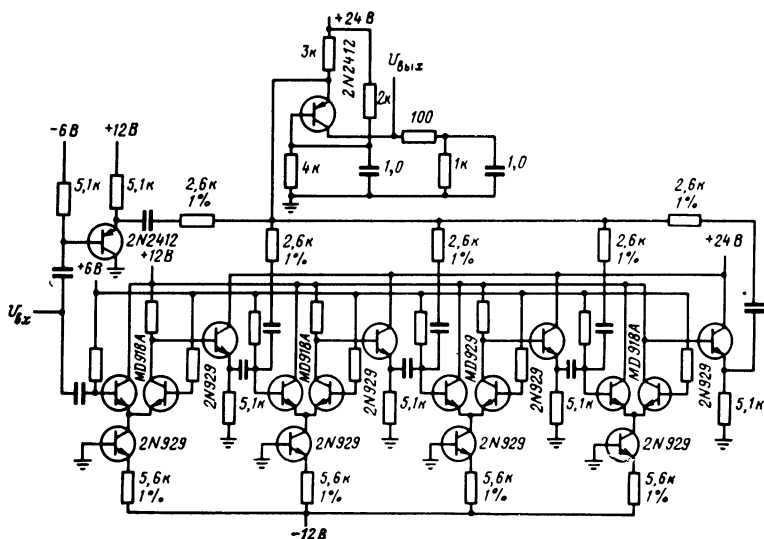


Рис. 38. Принципиальная схема 4-каскадного логарифмического видеоусилителя с последовательным суммированием выходных напряжений нелинейных каскадов. (Все резисторы сопротивлением $1 \text{ кОм} \pm 1\%$; конденсаторы — емкостью $0,1 \text{ мкФ}$).

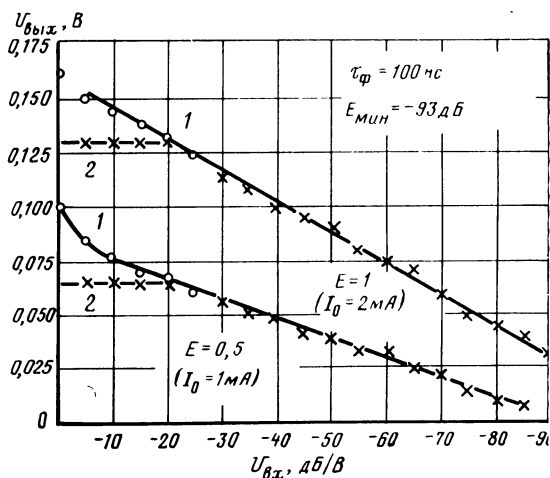


Рис. 39. Амплитудные характеристики 4-каскадного логарифмического видеоусилителя с суммированием входных напряжений дифференциальных каскадов.

1 — входные сигналы суммируются; 2 — входные сигналы не суммируются.

Ниже определяются логарифмические постоянные с использованием выражений, выведенных для линейно-логарифмического усилителя с ограничением. Входной сигнал, соответствующий точке плавного перехода, определяется уравнением

$$U_t = U_n - (n + 1) K_U.$$

Коэффициент усиления одиночного каскада при малом уровне сигналов определяется на основании (57) и (58) как

$$K_U = 20 \log \frac{R_{K2}}{\frac{KT}{\frac{I_o}{2}} + \frac{KT}{\frac{I_o}{2}}}$$

или при нормальной температуре

$$K_U \approx 20 \lg \frac{R_{K2}}{\frac{0,1}{\circ}}. \quad (72)$$

При $I_o = 2$ мА и $R_K = 1$ кОм ($E = 1 = U_n$) получаем:

$$K_U \approx 20 \log \frac{2}{0,1}$$

или

$$K_U = 26 \text{ дБ.}$$

Отсюда при $U_n = 1$ или 0

$$U_t = 0 - 5 (26) = -130 \text{ дБ.}$$

Этот результат невозможно проверить практически, поскольку тангенциальная чувствительность составляет только — 93 дБ. Как очевидно, четыре каскада слишком много.

Величина логарифмического сдвига K_2 , дБ, определяется выражением

$$K_2 = (n + 1) K_U + e - U_n$$

или

$$K_2 = 130 + 8,2 = 138,2 \text{ дБ.}$$

Продолжая логарифмическую характеристику до пересечения с осью $U_{\text{вых}} = 0$ (рис. 39), находим величину — K_2 :

$$-K_2 = -120 \text{ дБ,}$$

что достаточно близко к полученной ранее.

Крутизна K_1 определяется выражением

$$K_1 = 20 \left[\frac{U_{\Pi}}{K_U} K_{\Sigma} \right],$$

где

$$K_{\Sigma} = 100/2600 = 0,0385.$$

Тогда

$$K_1 = 20 \left[\frac{1}{26} (0,0385) \right] = 0,03$$

и логарифмическая крутизна

$$a = K_1/20 = 1,5 \text{ мВ/дБ}.$$

Этот результат хорошо согласуется с измеренным значением крутизны 1,45 мВ/дБ.

Окончательно выражение для логарифмической амплитудной характеристики будет:

$$U_{\text{вых}} = 0,031 \log U_{\text{вх}} + 0,21,$$

а с учетом измеренных значений оно имеет вид:

$$U_{\text{вых}} = 0,029 \log U_{\text{вх}} + 0,173.$$

Как видно, оба уравнения совпадают между собой.

Логарифмические видеоусилители, построенные по принципу параллельного суммирования сигналов с выходов нелинейных каскадов

В рассмотренных усилителях для получения логарифмической характеристики используется последовательное суммирование линейных или нелинейных участков амплитудных характеристик отдельных каскадов (псевдологарифмические элементы включаются и управляются последовательно). В данном разделе рассматривается другой и, по мнению автора, более совершенный псевдологарифмический метод — параллельное суммирование сигналов с выходов нелинейных каскадов.

Структурная схема многокаскадного логарифмического видеоусилителя с параллельным суммированием показана на рис. 40. Псевдологарифмические каскады L_n включены параллельно и управляются линейными усилителями K_n .

Многокаскадный усилитель (рис. 40) включает n логарифмических каскадов L , суммирование выходных токов которых обеспечивает хорошее приближение к идеальной логарифмической кривой в широком динамическом диапазоне изменения уровней входных сигналов. Каждый каскад обобщенного логарифмирующего устройства состоит из линейного усилителя K_i , аттенюатора

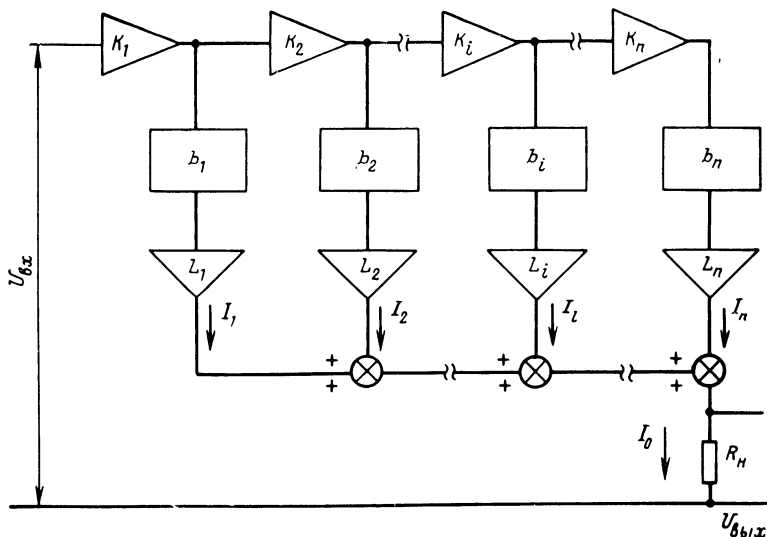


Рис. 40. Структурная схема многокаскадного логарифмического видеоусилителя с параллельным суммированием.

b_i и логарифмического усилителя L_i , имеющего логарифмическую амплитудную характеристику в динамическом диапазоне, определяемом его передаточной функцией.

Линейные усилители и аттенюаторы подбираются таким образом, чтобы обеспечить поочередную, в зависимости от уровня входного сигнала, работу каждого логарифмического каскада. Полученная в результате этого составная амплитудная характеристика (рис. 41) приближается к идеальной логарифмической кривой.

Ниже рассматриваются схемы построения «однополярного» и «двухполярного» логарифмических видеоусилителей. В обоих рассматриваемых усилителях в каче-

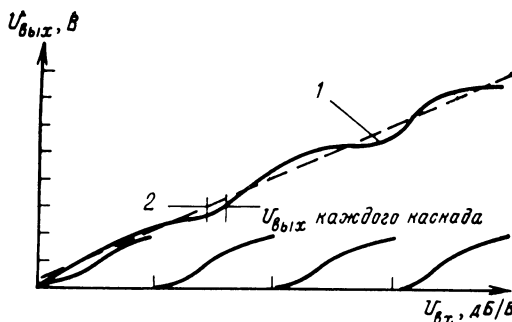


Рис. 41. Составная амплитудная характеристика 4-каскадного логарифмического усилителя с параллельным суммированием.

1 — суммарный сигнал (колебания для наглядности завышены); 2 — логарифмическая ошибка.

стве основных логарифмирующих элементов использованы переходы транзисторов.

Однополярные логарифмические видеоусилители с параллельным суммированием. Упрощенная схема однополярного логарифмирующего элемента показана на рис. 42.

Ниже определяется амплитуда выходного импульса $U_{\text{вых}}$ в функции от величин R_K , R_3 , E_K , $U_{\text{вх}}$, напряжения смещения на переходе и параметров перехода.

Выражение для тока коллектора можно представить в виде

$$I_K = I_{\text{обр}} e^{mU_{\delta.э}}, \quad (73)$$

где $I_{\text{обр}}$ — обратный ток насыщения диода; $m = q/\eta KT$.

Напряжение на переходе база — эмиттер складывается из двух составляющих: $U_{\delta.э.Е}$ (напряжение смещения) и $U_{\delta.э.и}$ (амплитуда входного импульса U). В этом случае уравнение (73) можно представить в виде

$$I_K = I_{\text{обр}} e^m [U_{\delta.э.Е} + (\pm U_{\text{вх}})]$$

или

$$I_K = I_{\text{обр}} e^{mU_{\delta.э.Е}} e^{m(\pm U_{\text{вх}})}. \quad (74)$$

Примем

$$I_{\text{обр}} e^{U_{6.э} E} = I_{\kappa E},$$

где $I_{\kappa E}$ — ток смещения в состоянии покоя. Тогда (74) преобразуется к виду

$$I_{\kappa} = I_{\kappa E} e^{m(\pm U_{\text{вх}})}. \quad (75)$$

Общее выходное напряжение на коллекторе (напряжение постоянного тока и импульсное напряжение) можно записать в виде

$$E_{\text{вых}} = E_{\kappa} - I_{\kappa} R_{\kappa}$$

или с учетом (75)

$$E_{\text{вых}} = E_{\kappa} - I_{\kappa E} R_{\kappa} e^{m(\pm U_{\text{вх}})}.$$

Амплитуду выходного импульса можно определить как

$$U_{\text{вых}} = E_{\text{вых}} - E_{\text{вых} E},$$

где $E_{\text{вых} E}$ — выходное напряжение, обусловленное напряжением смещения. Тогда

$$U_{\text{вых}} = E_{\kappa} - I_{\kappa} R_{\kappa} - (E_{\kappa} - I_{\kappa E} R_{\kappa})$$

или

$$U_{\text{вых}} = E_{\kappa} - I_{\kappa E} R_{\kappa} e^{m(\pm U_{\text{вх}})} - E_{\kappa} + I_{\kappa E} R_{\kappa};$$

$$U_{\text{вых}} = I_{\kappa E} R_{\kappa} [1 - e^{m(\pm U_{\text{вх}})}].$$

Выходное напряжение при входных сигналах положительной и отрицательной полярности определяется ниже. Для входного сигнала отрицательной полярности имеем:

$$U_{\text{вых}} |_{U_{\text{вх}} < 0} = I_{\kappa E} R_{\kappa} \frac{e^{mU_{\text{вх}}} - 1}{e^{mU_{\text{вх}}}}. \quad (76)$$

Для входного сигнала положительной полярности

$$U_{\text{вых}} |_{U_{\text{вх}} > 0} = I_{\kappa E} R_{\kappa} (e^{mU_{\text{вх}}} - 1). \quad (77)$$

Амплитудная характеристика, рассчитываемая согласно (76), приближается к логарифмической функции в динамическом диапазоне, примерно равном 20 дБ (рис. 43). Выходное напряжение достигает максимального значения:

$$U_{\text{п}} = \lim_{U_{\text{вх}} \rightarrow \infty} I_{\kappa E} R_{\kappa} \frac{e^{mU_{\text{вх}}} - 1}{e^{mU_{\text{вх}}}} = I_{\kappa E} R_{\kappa}.$$

которое не зависит от температуры. Поскольку большинство радиотехнических устройств военного назначения должно работать в диапазоне температур от -55 до $+100^\circ\text{C}$, в книге рассматриваются усилители, рассчитанные на работу именно в этом интервале рабочих температур.

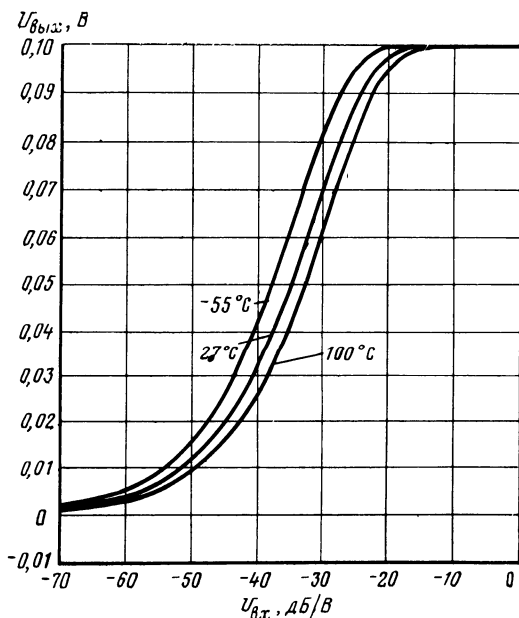


Рис. 43. Амплитудные характеристики однополярного логарифмического усилителя при $I_{KE}R_K = 0,1$.

Расчетная амплитуда выходного напряжения при входном сигнале положительной полярности (77) является экспоненциальной функцией амплитуды входного сигнала. Это экспоненциальное выходное напряжение возрастает до тех пор, пока не наступает насыщение транзистора (следует отметить, что при больших уровнях входного сигнала отрицательной полярности транзистор запирается).

Полностью логарифмическим (т. е. во всем диапазоне изменения уровней входных сигналов) усилитель может быть сделан подбором характеристик отдельных логарифмических усилителей.

рифмических каскадов, это достигается соответствующим выбором коэффициентов усиления (и ослабления) каскадов и последовательным суммированием токов в общей нагрузке (рис. 40). Составная амплитудная характеристика показана на рис. 41. С помощью машинной программы, составленной для расчета и вычерчива-

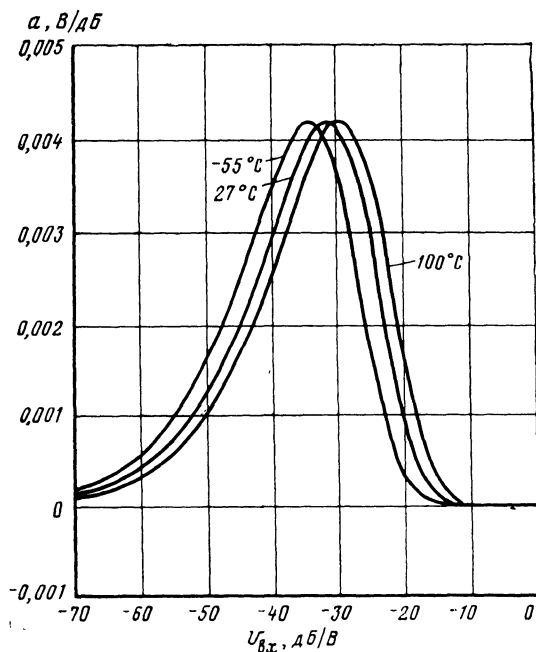


Рис. 44. Кривые зависимости амплитудной характеристики (76) от уровня входного сигнала при $I_{кER_k} = 0,1$.

ния логарифмической характеристики и отклонения от идеальной логарифмической характеристики, можно оценить влияние числа каскадов [или величины динамического диапазона (дБ/каскад)] на точность логарифмирования.

Теперь остается решить вопрос: в каком интервале изменения уровней входных сигналов должны работать отдельные каскады, т. е. определить расположение центра логарифмического участка. Для того чтобы получить ответ на этот вопрос, на рис. 44 в соответствии с урав-

нением (76) построен график зависимости производной амплитудной характеристики от изменений уровня входного сигнала. Идеальная логарифмическая характеристика обладает постоянной крутизной. Однако, как видно из рис. 44, крутизна реальной амплитудной характеристики непостоянна.

Из рис. 44 видно, что крутизна достигает максимального значения (для температуры 27°C) в точке, соответствующей уровню входного сигнала — 32 дБ. Следует отметить, что максимальное значение крутизны не зависит от температуры, однако уровень входного сигнала, при котором крутизна максимальна, снижается с уменьшением температуры. Средняя точка логарифмического участка амплитудной характеристики каскада выбирается соответствующей уровню входного сигнала, равному — 32 дБ (т. е. для уровня входного сигнала, соответствующего максимальной крутизне при нормальной температуре). Таким образом, если необходимо обеспечить динамический диапазон отдельного каскада $D_{у. вх} = 20$ дБ, то уровни входного сигнала должны изменяться в пределах от — 22 дБ до — 42 дБ (максимальное и минимальное значения).

На рис. 45—48 приведены амплитудные характеристики усилителя, графики зависимости отклонения уровня выходного сигнала от среднеквадратичного значения от изменений уровня входного сигнала и амплитудные характеристики усилителя при различных значениях температуры; указанные графики соответствуют различным величинам динамического диапазона отдельных логарифмических каскадов (дБ/каскад). Здесь же приведены необходимые значения общего коэффициента усиления (или ослабления) цепи, предшествующей различным логарифмическим каскадам (рис. 40).

На основе анализа графиков (рис. 44—48) можно сделать ряд выводов. Точность логарифмирования повышается со снижением динамического диапазона (дБ/каскад), т. е. с ростом числа каскадов. Температурные характеристики усилителя не зависят от числа каскадов; кроме того, сдвиг амплитудных характеристик, возникающий при изменении температуры, равен сдвигу кривой производной передаточной функции отдельных каскадов (рис. 44). Число используемых каскадов не влияет на величину динамического диапазона по выходным сигналам ($D_{у. вых}$ пятикаскадного усилителя (рис. 45) состав-

ляет 0,51/0,03 или около 25 дБ, а для десятикаскадного усилителя (рис. 48) при 10 каскадах — 1,02/0,06 или около 25 дБ).

Выходные характеристики реальных транзисторов близки по форме к расчетным характеристикам (76) [11].

Для расчета соответствующих постоянных K_1 и K_2 можно применить метод, аналогичный методу, используемому при расчете логарифмических усилителей с пос-

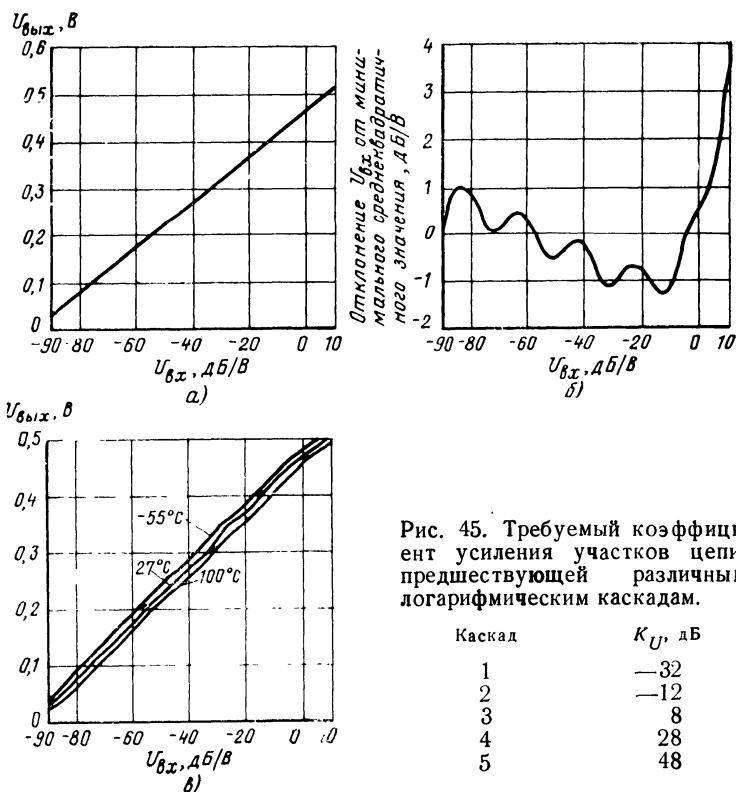


Рис. 45. Требуемый коэффициент усиления участков цепи предшествующей различным логарифмическим каскадам.

Каскад	K_U , дБ
1	—32
2	—12
3	8
4	28
5	48

Расчетные характеристики 5-каскадного логарифмического усилителя с динамическим диапазоном 20 дБ/каскад (от —90 до 10 дБВ) при $I_{\text{кЭ}} R_{\text{к}} = 0,1$.

α — амплитудная характеристика; β — зависимость отклонения от минимального среднеквадратичного значения от изменений уровня входного сигнала; θ — амплитудная характеристика при трех различных значениях температуры.

ледовательным нелинейным суммированием. Приведенные ниже выражения являются лишь приближенными. Напряжение, соответствующее точке плавного перехода U_t , дБ,

$$U_t \approx K_0 + 20 + D_{y. \text{ вх. } i} \quad (78)$$

где K_0 — общий коэффициент усиления в участках цепи, предшествующих логарифмическому каскаду с наименьшим уровнем ограничения; $D_{y. \text{ вх. } i}$ — динамический диапазон одиночного каскада.

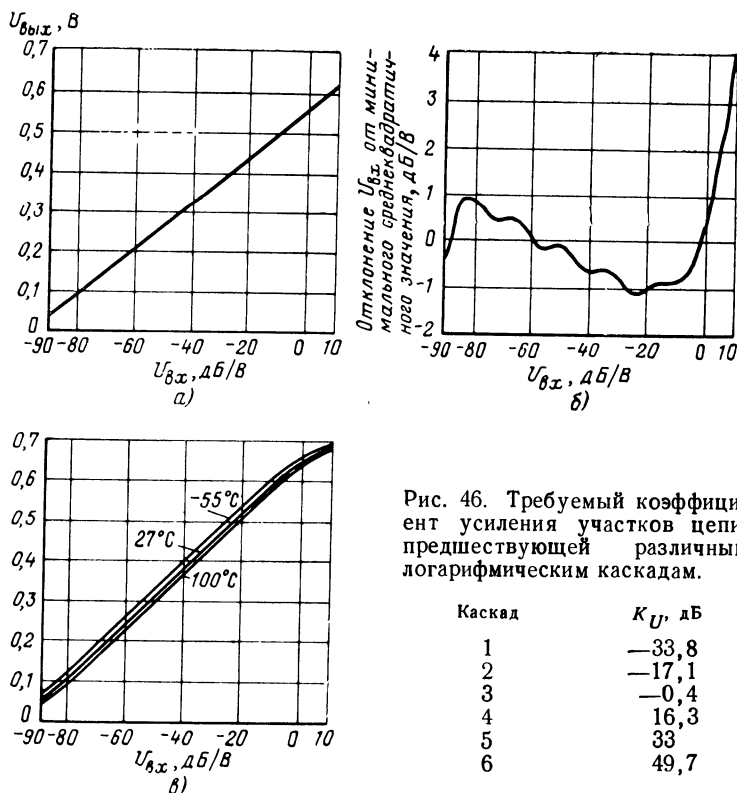


Рис. 46. Требуемый коэффициент усиления участков цепи, предшествующей различным логарифмическим каскадам.

Каскад	K_U , дБ
1	—33,8
2	—17,1
3	—0,4
4	16,3
5	33
6	49,7

Расчетные характеристики 6-каскадного логарифмического усилителя с динамическим диапазоном 16,7 дБ/каскад (от —90 до 10 дБВ) при $I_{\text{к}} E R_{\text{к}} = 0,1$.

а — амплитудная характеристика; б — зависимость отклонения от минимального среднеквадратичного значения от изменений уровня входного сигнала; в — амплитудная характеристика при трех различных значениях температуры.

Величина «+20» присутствует в уравнении, поскольку выходное напряжение ограничивается при уровнях входных сигналов, приблизительно составляющих —20 дБ. Таким образом, уровень сигнала на входе логарифмического усилителя, только что перешедшего в режим ограничения, составляет — (K_0+20), дБ. Логарифмический сдвиг K_2 , дБ, определяется выражением

$$K_2 = U_t + e, \quad (79)$$

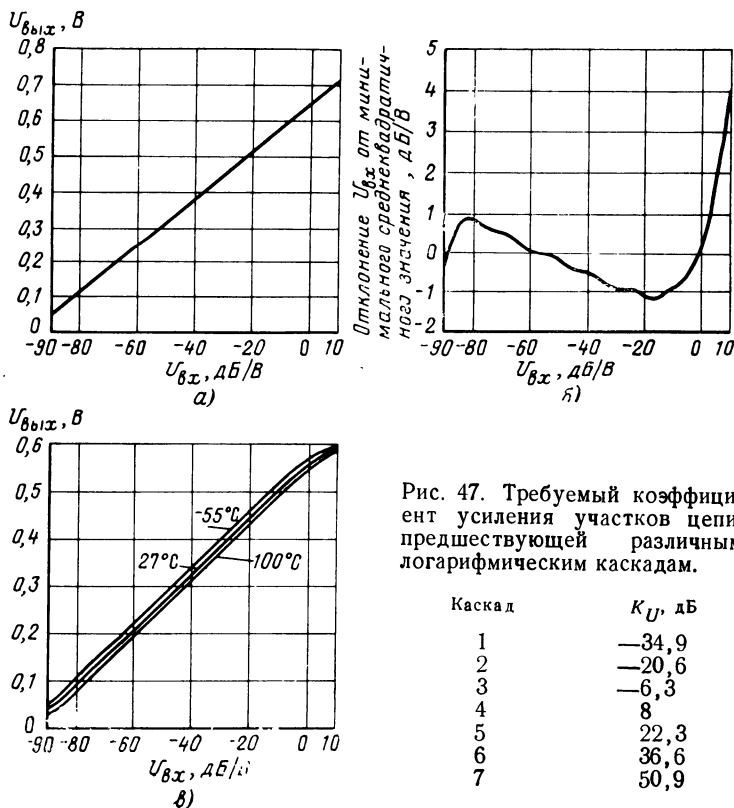


Рис. 47. Требуемый коэффициент усиления участков цепи, предшествующей различным логарифмическим каскадам.

Каскад	K_U , дБ
1	—34,9
2	—20,6
3	—6,3
4	8
5	22,3
6	36,6
7	50,9

Расчетные характеристики 7-каскадного логарифмического усилителя с динамическим диапазоном 14,3 дБ/каскад (от —90 до 10 дБВ) при $I_{KE}R_K = 0,1$.

a — амплитудная характеристика; b — зависимость отклонения от минимального среднеквадратичного значения от изменения уровня входного сигнала; $в$ — амплитудная характеристика при трех различных значениях температуры.

а крутизна K_1 — выражением

$$K_1 = 20 D_{y. \text{ вх } i} I_{KE} R_K. \quad (80)$$

Рассмотрим порядок расчета логарифмических видеоусилителей, предназначенных для усиления однополярного и двухполярного сигналов.

Для подтверждения приведенных выше теоретических выводов и иллюстрации ожидаемых результатов рассмотрим пример, в котором используется порядок расче-

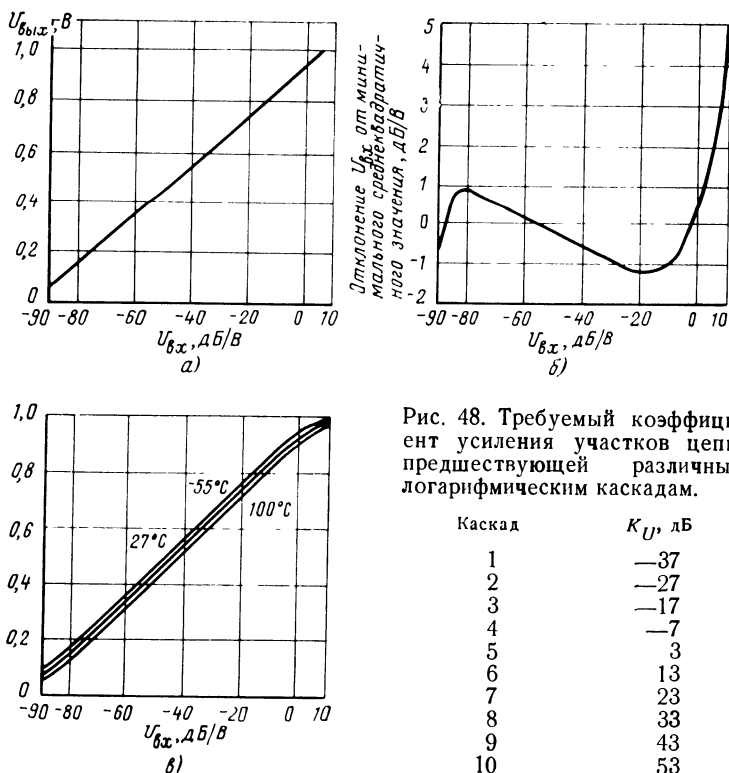


Рис. 48. Требуемый коэффициент усиления участков цепи, предшествующей различным логарифмическим каскадам.

Расчетные характеристики 10-каскадного логарифмического усилителя с динамическим диапазоном 10 дБ/каскад (от -90 до 10 дБВ) при $I_{KE} R_K = 0,1$.

а — амплитудная характеристика; *б* — зависимость отклонения от минимального среднеквадратичного значения от изменений уровня входного сигнала; *в* — амплитудная характеристика при трех различных значениях температуры.

та, предлагаемый ниже. Допустим, что необходимо рассчитать логарифмический видеоусилитель однополярного сигнала со следующими данными: $D_{у. вх} = 105$ дБ; $U_{вх. мин} = -95$ дБ (относительно 1 В); $U_{вх. макс} = 10$ дБ (относительно 1 В); $a = 6,7$ мВ/дБ.

Порядок расчета логарифмического видеоусилителя с параллельным нелинейным суммированием

1. Определить требуемый динамический диапазон, верхнюю и нижнюю границы уровней входного сигнала.

2. Определить требуемый динамический диапазон, дБ/каскад. Приемлемым значением последнего является 15 дБ, что дает логарифмическую ошибку около $\pm 0,3$ дБ для «однополярного» и $\pm 0,6$ дБ для «двухполярного» логарифмического видеоусилителя.

3. Определить число логарифмических каскадов:

$$N = D_{у. общ} / D_{у. вх i}.$$

4. Определить выходную крутизну (или коэффициент сжатия) a , мВ/дБ:

$$a = \log U_{вых. макс} i,$$

где $\log U_{вых. макс}$ — максимальный уровень выходного сигнала отдельного логарифмического каскада.

5. Используя предыдущий результат, определить $I_{КЕ}$ и $R_{К}$.

6. Определить коэффициент усиления участков цепи, дБ, предшествующих отдельным логарифмическим каскадам:

$$K'_U = U_{вх. ср} - \frac{1}{2} D_{у. вх} - U_{вх. мин} i - (n - 1) D_{у. вх} i,$$

где n — логарифмический каскад с наименьшим уровнем ограничения; $U_{вх. мин}$ — наименьший уровень входного сигнала, дБ; $U_{вх. ср}$ — уровень входного сигнала, соответствующий средней точке логарифмической амплитудной характеристики отдельного каскада, дБ; $U_{вх. ср. однополярный} = -32$ дБ; $U_{вх. ср. двухполярный} = -28$ дБ.

Используя рекомендуемую последовательность расчета, определим:

$$1. U_{вх. мин} = -95 \text{ дБ};$$

$$U_{вх. макс} = 10 \text{ дБ};$$

$$D_{у. вх} = 105 \text{ дБ}.$$

2. Задаемся динамическим диапазоном, равным 15 дБ/каскад, что дает отклонение от идеальной логарифмической характеристики около $\pm 0,3$ дБ.

3. Находим число логарифмических каскадов:

$$N = 105/15 = 7.$$

4. Выбираем выходную крутизну равной примерно 6,7 мВ/дБ:

$$a = I_{кЕ} R_k \frac{1}{D_{у.вх i}}.$$

5. Используя приведенную выше формулу, определяем $I_{кЕ}$ и R_k :

$$I_{кЕ} = a D_{у. вх i} = (6,7 \cdot 10^{-3}) 15 = 0,1 \text{ В.}$$

Примем $I_{кЕ} = 1$ мА. Тогда $R_k = 0,1 \text{ В}/1 \text{ мА} = 100 \text{ Ом.}$

6. Определяем коэффициент усиления цепей, предшествующих отдельным логарифмическим каскадам:

$$K'_U = U_{вх. ср} - \frac{1}{2} (D_{у. вх i}) - U_{вх. мин} - (n-1) D_{у. вх i}.$$

Этап 1 (каскад с наименьшим уровнем):

$$K'_{U1} = (1 - 32) - 1/2 (15) - (-95) - (1 - 1) 15 = 55,5 \text{ дБ};$$

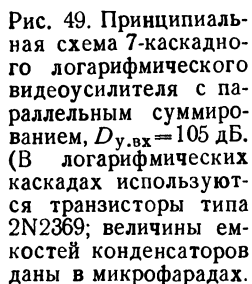
$$K'_{U2} = 55,5 \text{ дБ} - (2 - 1) 15 = 40,5 \text{ дБ.}$$

Используя этот метод, находим коэффициент усиления:

Каскады	K'_U , дБ
7	55,5
6	40,5
5	25,5
4	10,5
3	-4,5
2	-19,5
1	-34,5

Следует отметить, что значения коэффициентов усиления различаются на 15 дБ. После определения коэффициента усиления сигнала для наименьшего уровня коэффициент усиления следующего каскада будет на 15 дБ ниже и т. д.

Полная схема логарифмического усилителя показана на рис. 49. Видеоусилители с положительной обратной связью используются в качестве линейных каскадов (в приложении 2 рассматриваются несколько разновидностей линейных видеоусилителей с обратной связью, пригодных для использования в качестве линейных каска-



дов). Поскольку входной сигнал представляет собой импульс отрицательной полярности, то первый транзистор усилителя с положительной обратной связью должен быть типа *n-p-n*, а второй — типа *p-n-p*. Благодаря этому при запираании обоих транзисторов насыщение исключается.

Выходные сигналы логарифмических каскадов суммируются в усилителе, который выполнен на транзисторе T_1 , включение по схеме с общей базой: благодаря этому

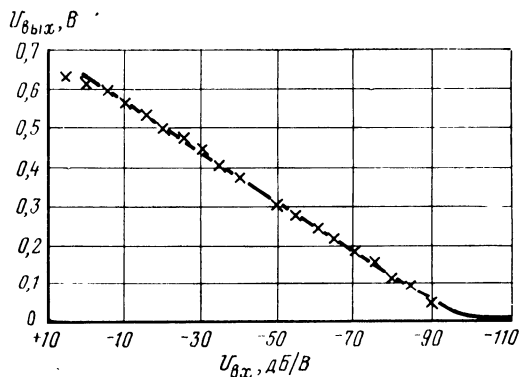


Рис. 50. Амплитудная характеристика однополярного логарифмического видеусилителя с динамическим диапазоном 105 дБ.

емкость обратной связи минимальна. Цифры в кружочках, показанные на выходах усилителей с обратной связью и входах логарифмических каскадов, определяют усиление (ослабление) данного каскада.

Значение тока, обеспечивающего логарифмическое смещение, определяется как

$$I_{KE} \approx \frac{(6 - 0,6) + 12}{16,9 \cdot 10^3} = 1 \text{ мА}.$$

Амплитудная характеристика усилителя (рис. 49) показана на рис. 50 и свидетельствует о том, что имеет место достаточно хорошее воспроизведение логарифмического закона. На рис. 51 показаны изменения выходного сигнала для приращений уровня входного сигнала на 5 дБ. Как видно, изменения выходного сигнала являются линейными (это объясняется тем, что логарифмический усилитель характеризуется линейной зависимостью уровня выходного сигнала от логарифма уровня

входного сигнала). Изменения уровня выходного сигнала, обусловленные колебаниями температуры, составляют менее 2 дБ (см. рис. 47).

Ниже приводится полное выражение для расчета параметров усилителя, схема которого показана на рис. 49. Уровень входного сигнала U_i в точке, соответствующей плавному линейно-логарифмическому переходу, составляет:

$$U_i \approx -(55,5 + 20 + 15) = -90,5 \text{ дБ.}$$

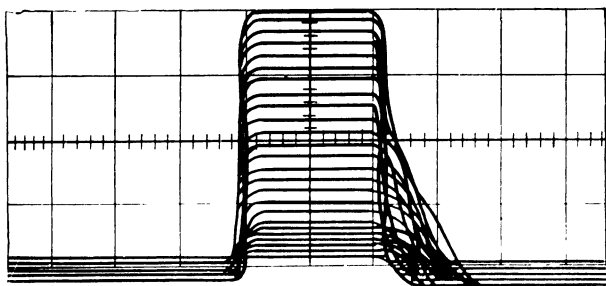


Рис. 51. Характер изменения выходного сигнала при приращениях уровня входного сигнала на 5 дБ (в пределах от -95 до $+10$ дБ) в логарифмическом видеоусилителе (для однополярного сигнала) $D_{y.vx} = 105$ дБ.

Этот результат близко совпадает с измеренным значением, составляющим -92 дБ (рис. 50).

Логарифмический сдвиг K_2 составляет (из уравнения (79)):

$$K_2 \approx 90,5 + 8,2 = 98,7 \text{ дБ.}$$

Уровень входного сигнала, соответствующий отсутствию выходного сигнала, — K_2 определяется путем продолжения логарифмического участка амплитудной характеристики до пересечения с осью, где $U_{вых} = 0$. В приведенном на рис. 50 построении пересечение происходит в точке, соответствующей уровню входного сигнала около -97 дБ; это хорошо согласуется с расчетным результатом:

$$K_1 \approx 20 \left[\frac{1}{15} (0,1) \right] = 0,133.$$

Логарифмическая крутизна

$$a \approx K_1/20$$

или

$$a \approx \frac{0,133}{20} = 6,65 \text{ мВ/дБ},$$

что практически точно совпадает с измеренным значением 6,5 мВ/дБ.

На основании найденного полное выражение для амплитудной характеристики будет:

$$U_{\text{вых}} = 0,133 \log U_{\text{вх}} + 0,665.$$

Коэффициент усиления в линейном режиме $K_{\text{лин}}$, дБ, до линейно-логарифмического перехода определяется как

$$K_{\text{лин}} = K_0 + K_U,$$

где K_0 — общий коэффициент усиления цепей, предшествующих логарифмическому каскаду с наименьшим уровнем ограничения, дБ; K_U — коэффициент усиления слабых сигналов в одиночном каскаде, дБ:

$$K_U = 20 \log \left(\frac{R_K I_0}{0,026} \right)$$

или для рассматриваемого усилителя

$$K_U = 20 \log \left[\frac{100(1 \text{ мА})}{0,026} \right] = 11,5 \text{ дБ},$$

а

$$K_{\text{лин}} = 55,5 + 11,5 = 67 \text{ дБ}.$$

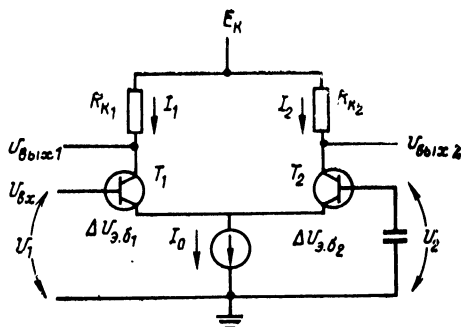
Как показано в гл. 1, $K_{\text{лин}}$ больше, чем требуется для получения идеальной характеристики с плавным линейно-логарифмическим переходом (рис. 8).

Измеренная длительность фронта в усилителе, схема которого показана на рис. 49, составляет 30 нс. Время восстановления сравнительно велико (более 1 мс), что обусловлено сильной связью и наличием проходных конденсаторов. Его можно снизить до 10 мкс путем выбора величины емкости всех конденсаторов равной 0,1 мкФ (что обеспечивает длительность плоской вершины импульса около 300 нс). Измеренная тангенциальная чувствительность составляет — 93 дБ.

Логарифмические видеоусилители с параллельным суммированием для усиления двухполярных сигналов

Функциональная схема многокаскадного логарифмического видеоусилителя с параллельным суммированием представлена на рис. 40. Рассмотренные выше характеристики однотранзисторного логарифмирующего устройства показали, что возможно получить удовлетворительную форму логарифмической амплитудной характеристики для однополярного сигнала. Однако в некоторых случаях требуется обеспечить логарифмическую амплитудную характеристику для сигналов как положительной,

Рис. 52. Упрощенная схема каскада двухполярного логарифмического усилителя.



так и отрицательной полярности. В данном разделе рассматривается метод получения так называемой «двухполярной» логарифмической амплитудной характеристики на основе использования устройства, построенного в соответствии с исходной функциональной схемой (рис. 40). Схема типового каскада двухполярного логарифмического видеоусилителя изображена на рис. 52. Как видно, он представляет собой дифференциальный усилитель, рассмотренный выше (рис. 28). Передаточная функция этого усилителя определена выше [уравнение (71)] в виде

$$U_{\text{вых}} = \frac{I_0 R_K}{2} \operatorname{tg} \frac{m U_{\text{вх}}}{2}. \quad (81)$$

На рис. 53 представлены амплитудные характеристики. Следует отметить сходство между кривыми, изображенными на рис. 43 и 53 (характеристики однополярного логарифмического каскада). Для нахождения средней точки $U_{\text{вх.ср}}$ логарифмической характеристики определя-

ется производная уравнения (81), график которой показан на рис. 54 (опять же здесь следует отметить сходство между кривыми, изображенными на рис. 44 и 54). Средняя точка характеристики при температуре 27°C соответствует уровню входного сигнала -28 дБ.

С помощью машинной программы были определены и вычерчены характеристики многокаскадного «двухпо-

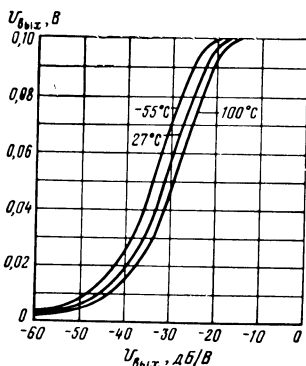


Рис. 53. Амплитудная характеристика двухполярного логарифмического усилителя при $I_0 R_K/2 = 0,1$.

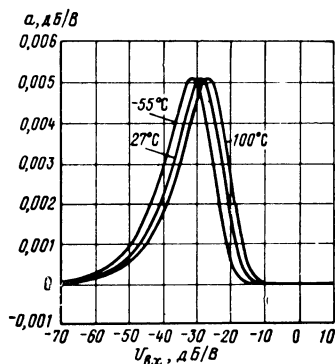


Рис. 54. Кривая зависимости производной уравнения (81) от изменения уровня входного сигнала при $I_0 R_K/2 = 0,1$.

лярного» логарифмического видеоусилителя, представленные на рис. 55—58. Те же самые выводы, сделанные ранее для «однополярного» логарифмического видеоусилителя, справедливы и для «двухполярного» усилителя, т. е. логарифмическая ошибка снижается с увеличением числа каскадов, а динамический диапазон по входным сигналам не зависит от числа каскадов. Однако следует отметить, что логарифмическая ошибка для двухполярного усилителя будет больше. (Таким образом, при равных величинах логарифмической ошибки в двухполярном усилителе требуется большее число каскадов, чем в однополярном усилителе).

Ниже дается пример расчета в соответствии с приведенной последовательностью для двухполярного логарифмического видеоусилителя со следующими параметрами: $D_{у. вх} = 60$ дБ; $U_{вх. мин} = -55$ дБ (ниже 1 В); $U_{вх. макс} = 5$ дБ (выше 1 В) $a \approx 6,7$ мВ/дБ.

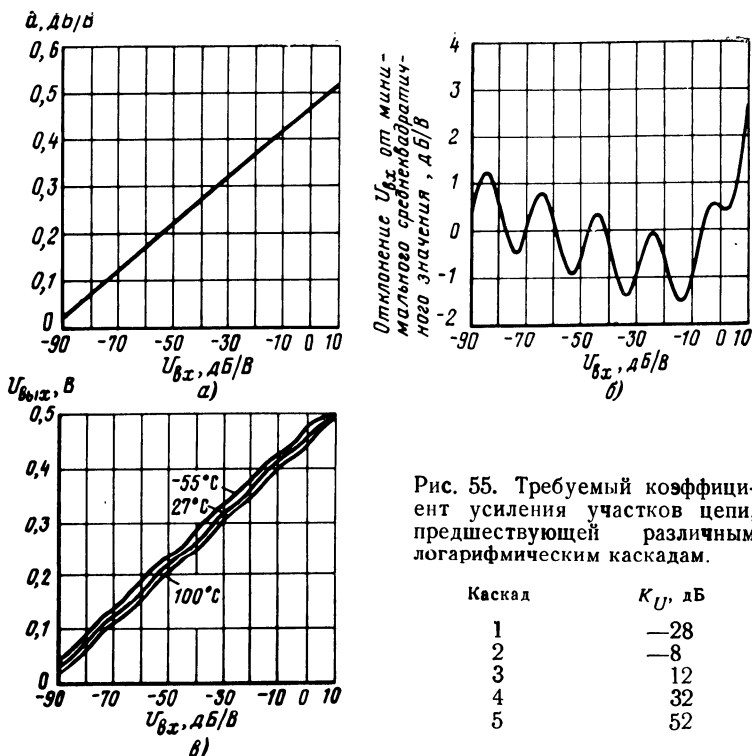


Рис. 55. Требуемый коэффициент усиления участков цепи, предшествующей различным логарифмическим каскадам.

Каскад	K_U , дБ
1	—28
2	—8
3	12
4	32
5	52

Расчетные характеристики 5-каскадного логарифмического усилителя с динамическим диапазоном 20 дБ/каскад (при уровне входного сигнала от -90 до 10 дБ/В) при $I_0 R_K / 2 = 0,1$.

а — амплитудная характеристика; б — зависимость отклонения от минимального среднего квадратичного значения от изменений входного уровня; в — амплитудная характеристика при трех различных значениях температуры.

Расчет производится следующим образом:

1. $U_{\text{вх. мин}} = -55$ дБ;

$U_{\text{вх. макс}} = 5$ дБ;

$D_{y. \text{вх}} = 60$ дБ.

2. Используем значение динамического диапазона 15 дБ/каскад, что дает отклонение от идеальной логарифмической характеристики $\pm 0,5$ дБ.

3. Находим число логарифмических каскадов:

$$N = 60/15 = 4.$$

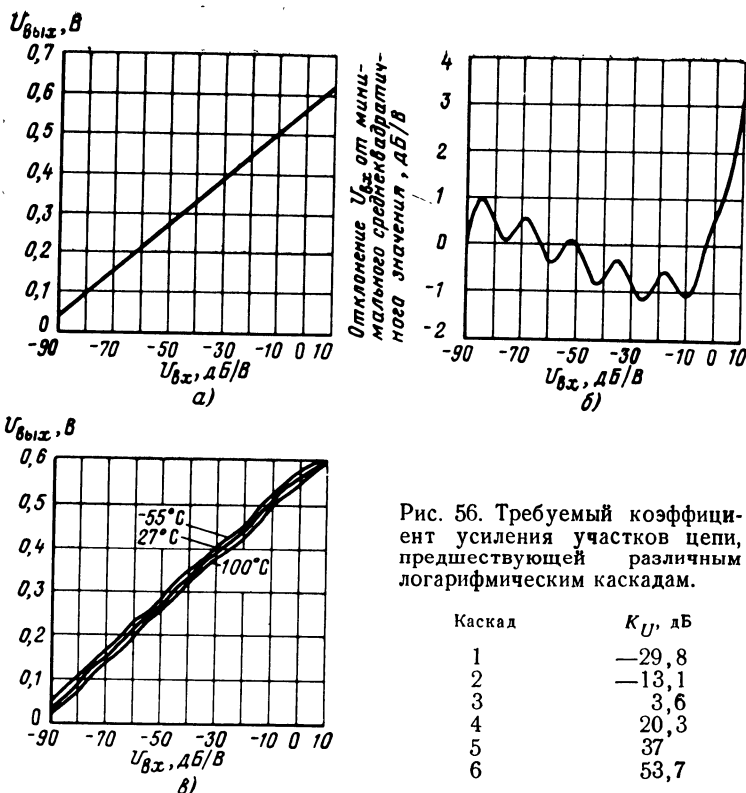


Рис. 56. Требуемый коэффициент усиления участков цепи, предшествующей различным логарифмическим каскадам.

Каскад	K_U , дБ
1	-29,8
2	-13,1
3	3,6
4	20,3
5	37
6	53,7

Расчетные характеристики 6-каскадного логарифмического усилителя с динамическим диапазоном 16,7 дБ/каскад (при уровне входного сигнала от -90 до 10 дБ/В) при $I_0 R_K / 2 = 0,1$.

α — амплитудная характеристика; δ — зависимость отклонения от наименьшего среднеквадратичного значения от изменений уровня входного сигнала; ν — амплитудная характеристика при трех различных значениях температуры.

4. Выбираем выходную крутизну α равной 6,7 мВ/дБ:

$$\alpha = \frac{I_0 R_K}{2} \frac{1}{D_{y, \text{вх} l}}.$$

5. Используя приведенную в п. 5 формулу, определяем I_0 и R_K :

$$I_0 R_K = 2 \alpha D_{y, \text{вх} l} = 2 (6,7 \cdot 10^{-3}) 15 = 0,2 \text{ В.}$$

Примем $I_{KE} = 2 \text{ мА}$. Тогда $R_K = 0,2 \text{ В} / 2 \text{ мА} = 100 \text{ Ом}$.

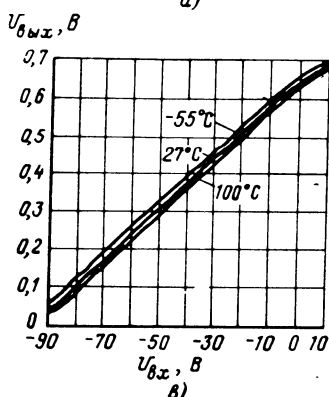
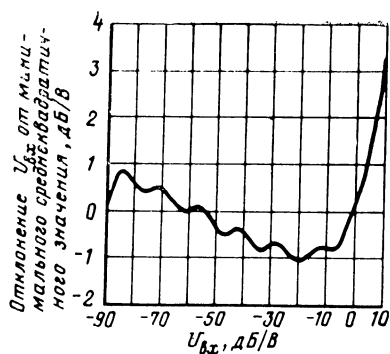
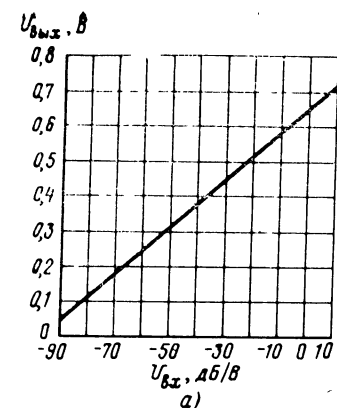


Рис. 57. Требуемый коэффициент усиления участков цепи, предшествующей различным логарифмическим каскадам.

Каскад	K_U , дБ
1	-30,9
2	-16,6
3	-2,3
4	12
5	26,3
6	40,6
7	54,9

Расчетные характеристики 7-каскадного логарифмического усилителя с динамическим диапазоном 14,3 дБ/каскад (при уровне входного сигнала от -90 до 10 дБ/В) при $I_0 R_K / 2 = 0,1$.

а — амплитудная характеристика; *б* — зависимость отклонения от наименьшего среднеквадратичного значения от изменений уровня входного сигнала; *в* — амплитудная характеристика при трех различных значениях температуры.

6. Определим коэффициент усиления в цепях, предшествующих логарифмическим каскадам:

$$K'_U|_n = U_{\text{вх. ср}} - \frac{1}{2}(D_{\text{у. вх } i}) - U_{\text{вх. мин}} - (n-1)D_{\text{у. вх } i};$$

$$K'_U|_1 = -28 - 7,5 - (-55) - 0 = 19,5 \text{ дБ.}$$

Значения отдельных коэффициентов усиления:

Каскады	K'_U , дБ
4	19,5
3	4,5
2	-10,5
1	-25,5

Для того чтобы обеспечить ограничение выходного сигнала при любой полярности входного сигнала, необходимо особое внимание уделить построению видеоуси-

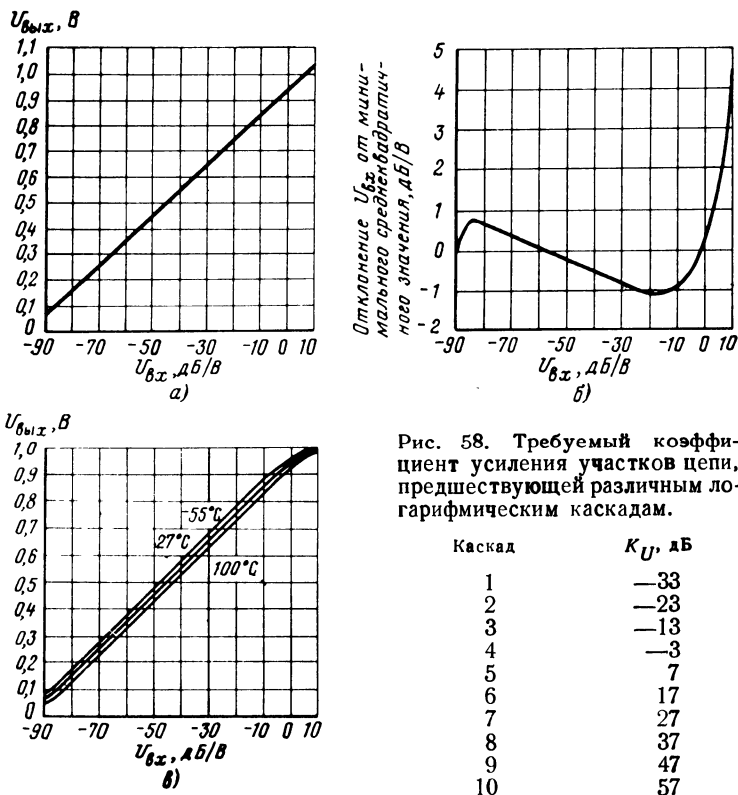


Рис. 58. Требуемый коэффициент усиления участков цепи, предшествующей различным логарифмическим каскадам.

Расчетные характеристики 1 каскадного логарифмического усилителя с динамическим диапазоном 10 дБ/каскад (при уровне входного с нала от -90 до 10 дБ/В) при $I_0 R_K/2 = 0,1$.

а — амплитудная характеристика; б — зависимость отклонения от наименьшего среднеквадратичного значения от изменений уровня входного сигнала; в — амплитудная характеристика при трех различных значениях температуры.

лителя с фиксированным усилением. Дифференциальный усилитель с обратной связью (рис. 19) дает хорошее ограничение сигналов любой полярности.

В качестве логарифмического каскада используется двойной дифференциальный усилитель в интегральном исполнении типа СА3049 (рис. 59), в котором значения

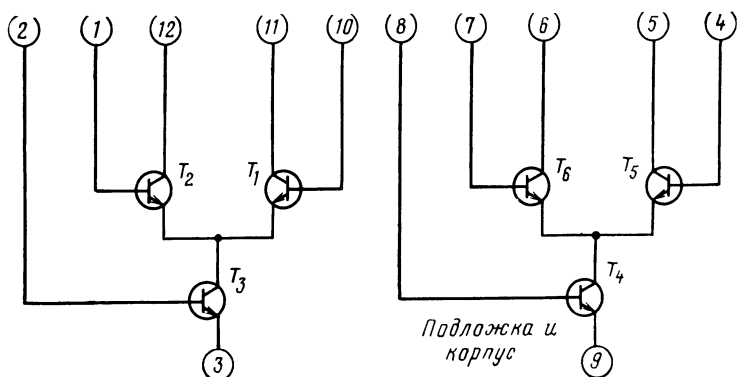


Рис. 59. Усилитель типа CA3049.

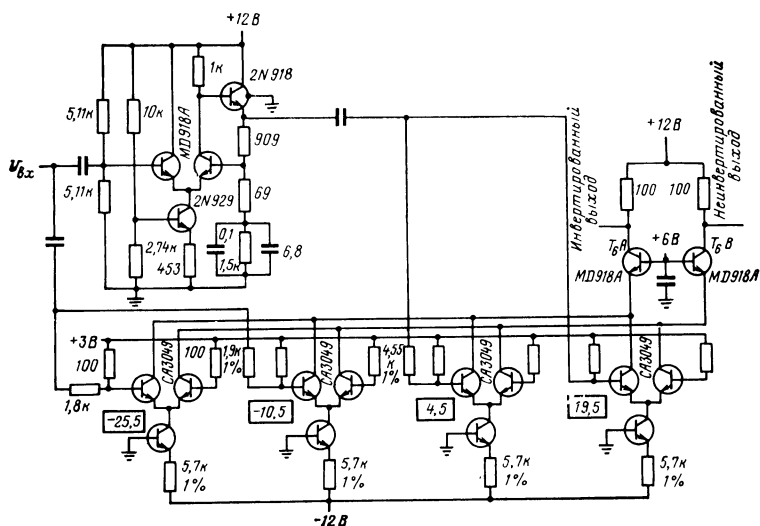


Рис. 60. Принципиальная схема 4-каскадного двухполярного логарифмического видеоусилителя с параллельным суммированием. (Величины емкостей конденсаторов — в мкФ; все неуказанные номиналы емкости конденсаторов — 1 мкФ; все неуказанные номиналы сопротивления резисторов — 1 кОм $\pm 1\%$; цифры в рамках показывают значение коэффициента усиления цепи до данного каскада).

$U_{б.э}$ для транзисторов T_1 и T_2 отличаются не более чем на 2 мВ.

На рис. 60 представлена полная принципиальная схема «двухполярного» логарифмического видеусилителя с параллельным суммированием, в котором имеется как инвертированный, так и неинвертированный выход.

На рис. 61 показаны экспериментально снятые амплитудные характеристики отдельных каскадов и состав-

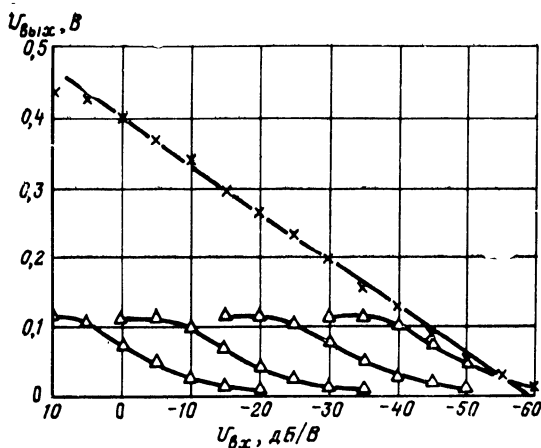


Рис. 61. Амплитудные характеристики усилителя, схема которого приведена на рис. 60 ($R_k = 100$ Ом, $I_0 = 2$ мА).

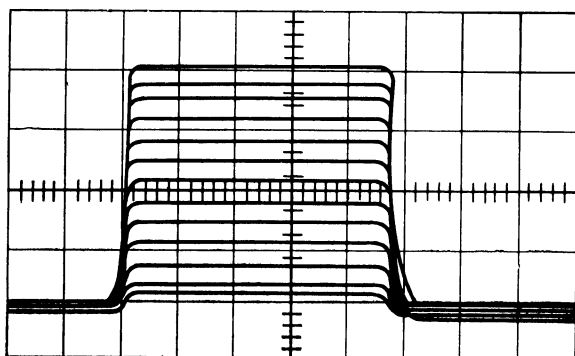
x — суммарный выходной сигнал; Δ — выходные сигналы отдельных каскадов.

ная амплитудная характеристика усилителя. Эти данные совпадают с расчетными результатами (рис. 57).

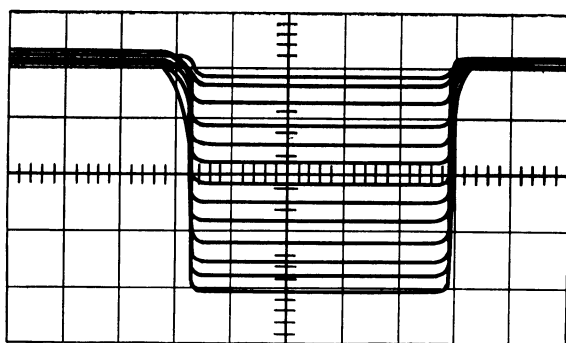
Измеренное значение длительности фронта составило менее 15 нс при любом уровне входного сигнала. На рис. 62 показано, как меняется форма выходного сигнала (положительной и отрицательной полярности) для приращений уровня входного сигнала в 5 дБ в пределах от —55 до 5 дБ. Горизонтальная шкала отградуирована через 200 нс/см (шаг сетки на экране ЭЛТ составляет 1 см), а вертикальная шкала — через 0,1 В/см. По длительности фронта оба выходных сигнала

ла (инвертированный и неинвертированный) почти одинаковы.

При разряде конденсатора через логарифмический усилитель выходной сигнал имеет вид прямой линии (логарифм экспоненты является линейной функцией). На



a)



б)

Рис. 62. Форма выходного сигнала при приращениях уровня входного сигнала на 5 дБ в усилителе, схема которого приведена на рис. 60.

a — выходной сигнал положительной полярности; *б* — выходной сигнал отрицательной полярности.

рис. 63 показана схема простого устройства для проверки линейности логарифмических усилителей. На рис. 64 показаны результаты этой проверки. При использовании этого метода оказывается довольно простой оценка синхронности работы отдельных каскадов.

Подобный «двухполярный» усилитель (рис 60) можно также использовать для логарифмирования синусоидального колебания. На рис. 65 показаны формы входного и выходного сигналов — синусоидальных колебаний с частотой 1 МГц. Этот усилитель обеспечивает логарифмирование на частотах до 35 МГц (в гл. 3 рассматриваются пути повышения этой частоты до 65 МГц).

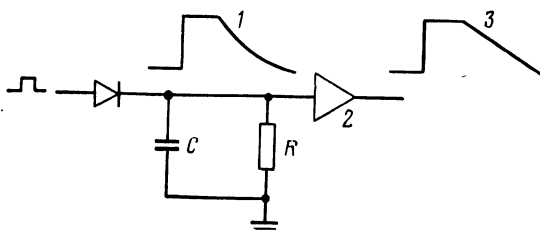


Рис. 63. Схема устройства для проверки усилителя с линейно-логарифмической характеристикой.

1 — сигнал экспоненциальной формы; 2 — логарифмический усилитель; 3 — сигнал линейной формы.

Усилитель, схема которого показана на рис. 60, проверялся при температурах от -50 до $+55^{\circ}\text{C}$, при этом отмечались весьма незначительные изменения формы амплитудной характеристики (рис. 61).

Снижение логарифмической крутизны (рис. 61) при высоких уровнях входного сигнала (выше 0 дБ) можно частично компенсировать путем увеличения тока в логарифмическом каскаде, работающем при наибольшем уровне входного сигнала.

Полное выражение для логарифмической амплитудной характеристики можно вывести на основании уравнений (78)—(80). Напряжение U_t , соответствующее точке плавного перехода, определяется из уравнения (78):

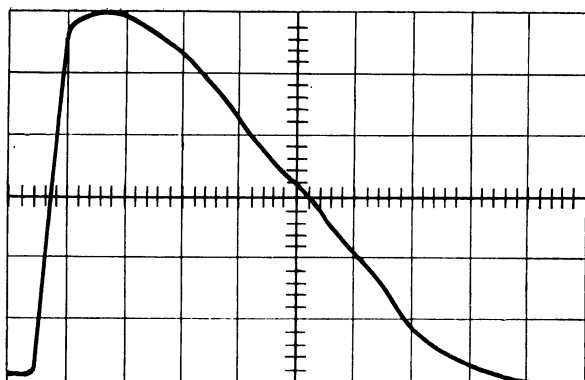
$$U_t = -(19,5 + 20 + 15) = -54,5 \text{ дБ},$$

что совпадает с результатом, полученным при анализе графика (рис. 61).

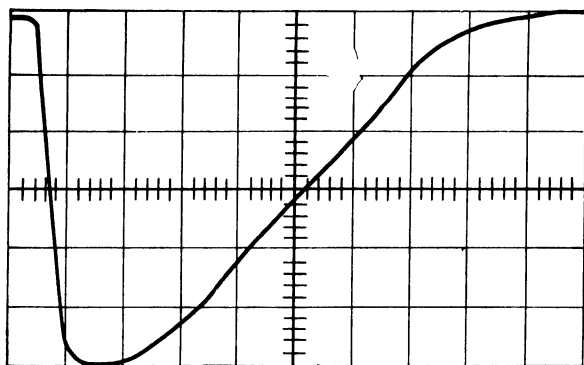
Логарифмический сдвиг K_2 (79):

$$K_2 = 54,5 + 8,2 = 62,7 \text{ дБ},$$

что близко к величине -60 дБ для $U_{\text{вх}}$, когда $U_{\text{вых}} = 0$ (рис. 61).



a)



б)

Рис. 64. Линейно-логарифмическая характеристика цепи, схема которой показана на рис. 63.

a — выходной сигнал положительной полярности; **б** — выходной сигнал отрицательной полярности.

Крутизна K_1 определяется выражением, полученным из (80), в котором член I_{KE} заменен на $I_0/2$:

$$K_1 \approx 20 D_{y. \text{ вх } t} \frac{I_0 R_K}{2}$$

или

$$K_1 = 20 \left[\frac{1}{15} (0,1) \right] = 0,133.$$

Логарифмическая крутизна

$$a = K_1/20 = 6,7 \text{ мВ/дБ},$$

что близко согласуется с измеренным значением крутизны 6,5 мВ/дБ. Итак,

$$U_{\text{вых}} = 0,133 \log U_{\text{вх}} + 0,413.$$

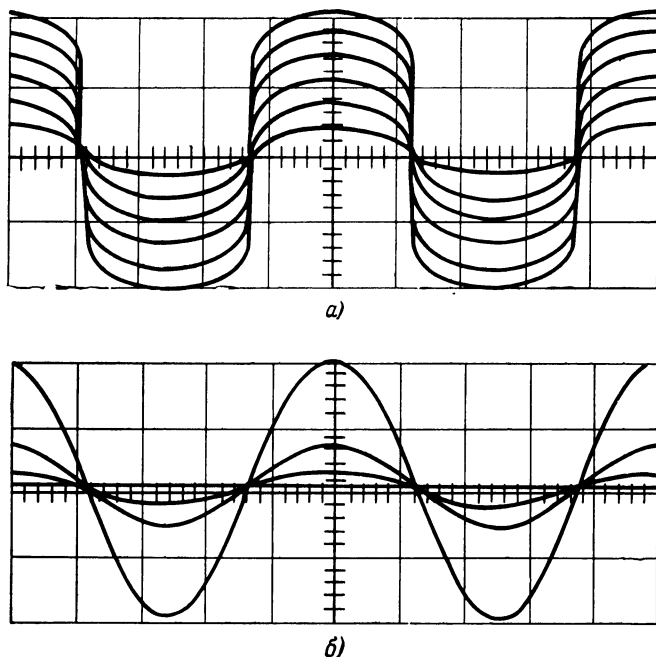


Рис. 65. Форма выходного и входного сигналов ($U_{\text{вх}} = -50 \pm 0$ дБм, $f = 1$ МГц).

a — выходной сигнал; *b* — входной сигнал.

В данной главе были рассмотрены некоторые методы обеспечения логарифмического усиления видеосигналов. Метод истинного логарифмического усиления получил ограниченное применение в системах, где требуются широкий динамический диапазон по входным сигналам и малая длительность фронта импульсных сигналов. Было рассмотрено также несколько псевдологарифмических способов, которые по сравнению с истинными логарифмическими методами обеспечивают более широкие возможности.

По мнению автора, логарифмические видеоусилители с параллельным суммированием благодаря их более высокой температурной стабильности и несложной компенсации нелинейностей функций управления (эти свойства рассматриваются в гл. 3) обеспечивают большие возможности, чем усилители с последовательным суммированием.

Глава третья

ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

В гл. 2 рассматривались принципы и методы расчета логарифмических видеоусилителей. В настоящей главе дается дальнейшее развитие тех положений, которые были освещены выше, и рассматриваются логарифмические видеоусилители специального назначения двух типов: усилители сигналов с малой длительностью фронта и трехкаскадные усилители с нелинейным последовательным суммированием. Последние обеспечивают удовлетворительную точность амплитудной характеристики при низкой стоимости.

ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ СИГНАЛОВ С МАЛОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ ФРОНТА

В большинстве логарифмических видеоусилителей, рассмотренных в гл. 2, длительность фронта импульсных сигналов находится в пределах от 25 до 150 нс. В некоторых конкретных применениях (например, в приемниках РЛС с высокой разрешающей способностью) требуется обеспечить длительность фронта менее 10—15 нс. Такую длительность при широком динамическом диапазоне изменения уровней сигналов получить очень трудно, а часто — невозможно. На рис. 66 показана общая функциональная схема логарифмического видеоусилителя с параллельным суммированием, рассмотренного в гл. 2. Длительность фронта импульса на выходе этого усилителя зависит от изменений уровня входного сигнала, что обусловлено неодинаковым временем задержки, которую

претерпевает сигнал при прохождении через линейные каскады. При малых уровнях входного сигнала логарифмические каскады, предназначенные для усиления сильных сигналов (L_1), мало влияют на параметры выходного сигнала и задержка сигнала в них изменяется незначительно. Однако с увеличением уровня входного сигнала напряжения, снимаемые с выходов упомянутых каскадов, поступают на суммирующее устройство раньше, чем

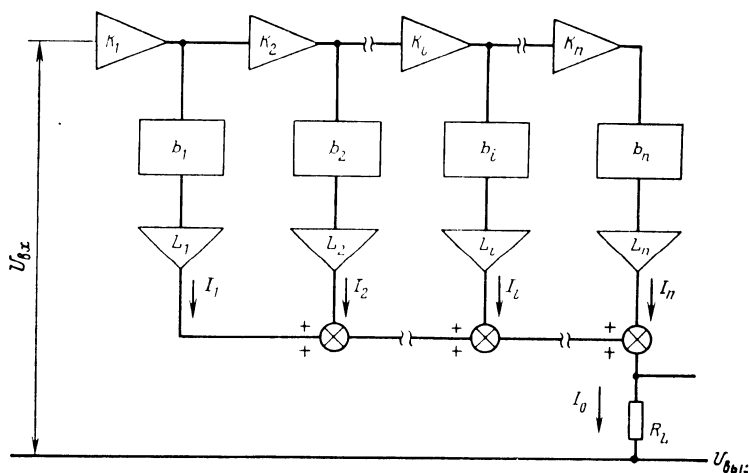


Рис. 66. Общая функциональная схема многокаскадного логарифмического видеоусилителя с параллельным суммированием.

с выхода каскадов, предназначенных для усиления слабых сигналов (L_i, L_n), что обусловлено временной задержкой сигналов в линейных усилителях.

Влияние изменений уровня входного сигнала на длительность фронта рассматривается ниже на примере логарифмического усилителя, схема которого представлена на рис. 67. Он представляет собой трехкаскадный логарифмический усилитель с параллельным суммированием и предназначен для усиления сигналов одной полярности. Линейные каскады имеют коэффициент усиления 15 дБ на каскад (длительность фронта 5,5 нс при уровне выходного сигнала 15 дБ и 7,5 нс — при уровне выходного сигнала 30 дБ) и временную задержку 4,5 нс на каскад. На рис. 68 показаны амплитудные характеристики

ки усилителя, снятые для двух различных значений тока смещения в логарифмических каскадах. Крутизна логарифмической амплитудной характеристики снижается при значительных уровнях входного сигнала. Однако это снижение крутизны нетрудно скомпенсировать путем увеличения смещения в первом логарифмическом каскаде, работающем в режиме усиления сильных сигналов, как показано на рис. 68.

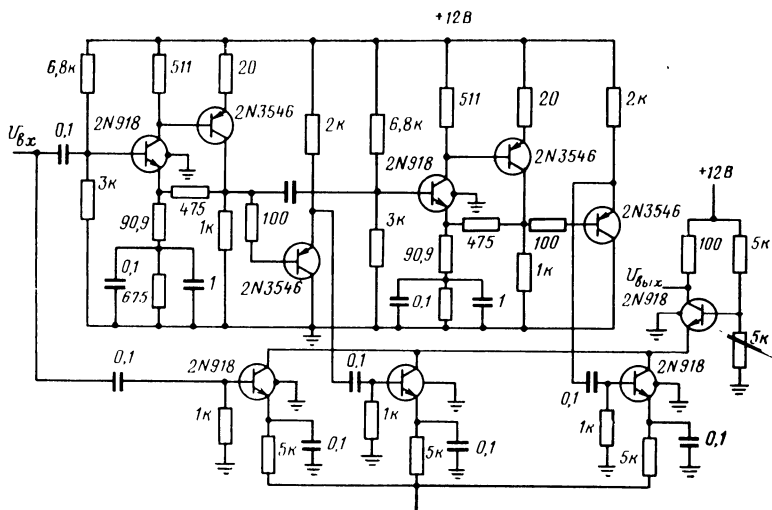


Рис. 67. Принципиальная схема 3-каскадного логарифмического видеоусилителя с параллельным суммированием, предназначенного для усиления однополярного сигнала. Величины емкостей конденсаторов даны в микрофарадах.

На рис. 69 иллюстрируется характер изменения формы выходного сигнала при изменении уровня входного сигнала в пределах от -70 до -20 дБ с дискретностью 5 дБ. На осциллограмме хорошо наблюдается влияние интенсивности входного сигнала на форму выходного сигнала: при сильных сигналах фронт выходного сигнала из-за влияния временной задержки сдвигается влево.

Одним из простых способов компенсации этого сдвига (а следовательно, и уменьшения длительности фронта) является введение временной задержки входных сигналов до логарифмических каскадов (рис. 70) с тем, чтобы обеспечить их одновременное поступление на сумматор.

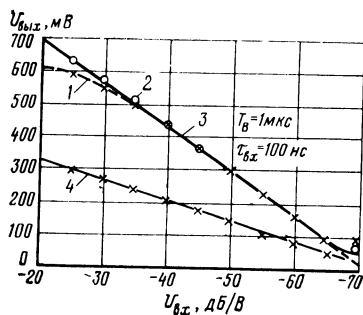


Рис. 68. Амплитудные характеристики усилителя (рис. 67) для двух значений тока смещения.

Кривые иллюстрируют эффект компенсации снижения крутизны логарифмической амплитудной характеристики за счет изменения сопротивления резистора в эмиттерной цепи первого каскада.

1 — кривая для одинаковых сопротивлений $R_9 = 5 кОм$; 2 — $R_9 = 3,9 кОм$ в первом каскаде; 3 — ток смещения 2 мА; 4 — ток смещения 1 мА при $R_9 = 5 кОм$ в первом каскаде.

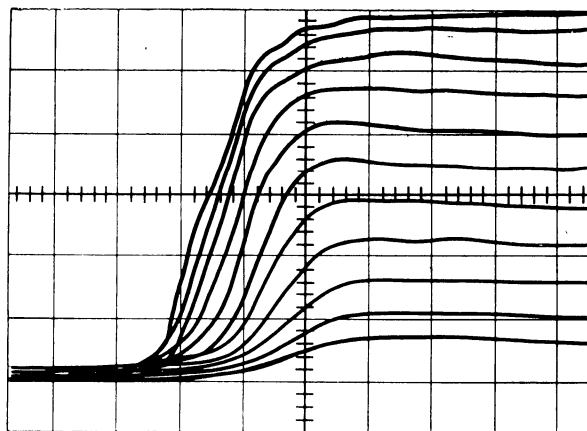


Рис. 69. Форма выходного сигнала усилителя, схема которого показана на рис. 67, при изменении входного уровня от -70 до -20 дБ с приращением 5 дБ. (Градуировка по горизонтали через 5 нс/см, а по вертикали — через 0,05 В/см; шаг сетки 1 см).

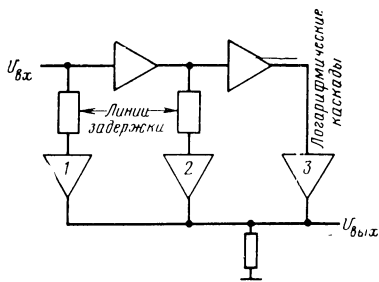


Рис. 70. Функциональная схема усилителя с коррекцией формы выходного сигнала с помощью линий задержки.

На рис. 71 показана форма выходных сигналов усилителя, схема которого изображена на рис. 67, но при условии, что последовательно с логарифмическим каскадом, предназначенным для усиления сигналов максимального уровня, включена линия задержки на 10 нс, а последовательно со вторым каскадом — линия задержки на 5 нс. Развертка отградуирована через 5 нс/см. Сравнение приведенных на рис 69 и 71 осциллограмм показывает довольно существенное улучшение формы выходного сигнала при входных сигналах значительного

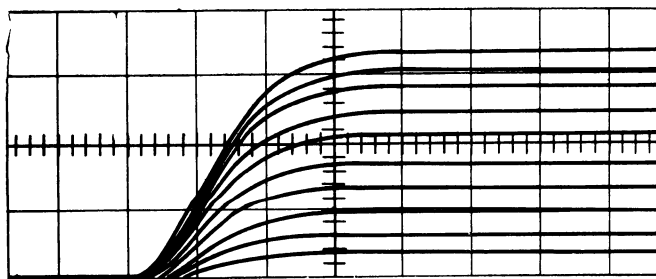


Рис. 71. Форма выходного сигнала усилителя (рис. 67) при использовании в первом и втором каскадах линий задержки с временем задержки соответственно 10 и 5 нс. (Градуировка по горизонтали через 5 нс/см, а по вертикали — через 0,1 В/см; шаг сетки 1 см).

уровня. Длительность фронта выходного сигнала в линиях задержки составляет 5 нс; таким образом, применение более совершенной линии задержки может обеспечить меньшую длительность фронта.

Для обеспечения требуемого времени задержки можно использовать усилители с коэффициентом усиления, равным единице, и аналогичные линейным усилителям. Рассмотренный выше «двухполярный» логарифмический видеоусилитель с параллельным суммированием отличается только тем, что в нем используется один линейный усилительный каскад, а время задержки весьма мало (менее 5 нс).

Для обеспечения минимальной длительности переднего фронта и сокращения числа линий задержки разрабатываемое устройство должно быть построено так, чтобы каждый линейный усилитель управлял как можно большим числом логарифмических каскадов. Предположим, например, что максимальный сигнал на выходе линей-

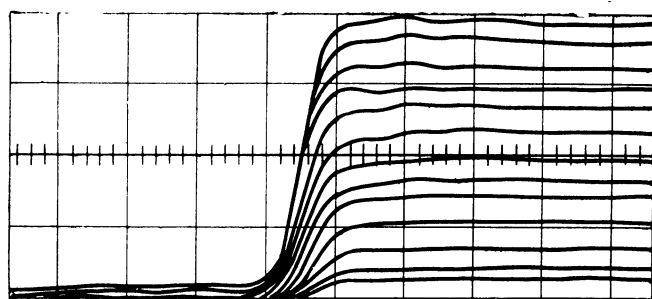
Двухполярные логарифмические видеоусилители сигналов с малой длительностью фронта

1 — схема аналогична схеме рассмотренного выше линейного усилителя; 2 — усилитель с выравниванием по времени задержки.

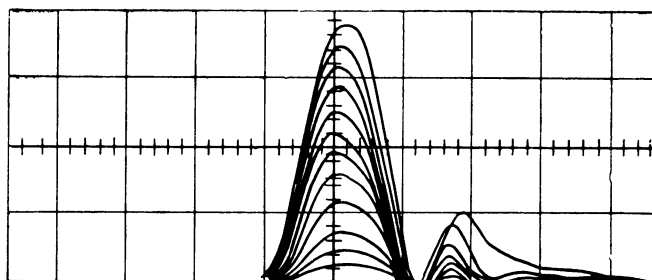
ный усилитель имеет коэффициент усиления 15 дБ и управляет двумя двухполярными логарифмическими каскадами (на второй каскад сигнал поступает через аттенуатор с коэффициентом ослабления 20 дБ). Входной сигнал ослабляется на 20 дБ, затем усиливается на 15 дБ (с помощью усилителя, аналогичного первому линейному усилителю) и снова ослабляется на 20 дБ перед подачей на логарифмический каскад, усиливающий сигнал максимального уровня. Таким образом, развязка каждого логарифмического каскада составляет 20 дБ. На рис. 73,а показано, как изменяется форма выходного сигнала при сигнале положительной полярности (выходной сигнал при входном сигнале отрицательной полярности изменяется аналогично). Уровень входного сигнала изменялся в пределах от 0 до —60 дБ с дискретностью 5 дБ. Вертикальная шкала отградуирована через 0,1 В/см, а временная развертка — через 10 нс/см. На рис. 73,б показана форма выходного сигнала при длительности входного импульса 10 нс. О влиянии задерживающего усилителя можно судить по смещению вершины выходного импульса. Максимум выходного сигнала смещается влево, а после того, как в работу включается логарифмический каскад, усиливающий сигнал максимального уровня, смещение вершины импульса остается постоянным. Длительность фронта менее 7 нс.

На рис. 74 показано, как изменяется форма сигналов на выходе логарифмического видеоусилителя при подаче на его вход синусоидальных колебаний с частотой 60 МГц. Уровень входного сигнала изменялся от 0 до —50 дБ с дискретностью 5 дБ. Временная развертка отградуирована через 10 нс/см. Как видно, зависимость уровня выходного сигнала от изменений амплитуды входного синусоидального колебания достаточно хорошо приближается к логарифмическому закону.

В ряде случаев требуется меньший динамический диапазон по входным сигналам (40 дБ и менее). На рис. 75 показана форма выходного сигнала усилителя, схема которого приведена на рис. 72, но с отключенными линейным (задерживающим) усилителем и логарифмическим каскадом, усиливающим максимальный сигнал; в таком усилителе обеспечивается $D_{у. вх} = 40$ дБ при подаче на вход синусоидальных колебаний с частотой 60 МГц. Уровень входного сигнала изменялся в пределах от 0



а)



б)

Рис. 73. Форма сигнала на выходе усилителя (рис. 72). Уровень входного сигнала изменяется в пределах от 0 до -60 дБ с дискретностью 5 дБ. (Длительность развертки 10 нс/см, градуировка по вертикали через 0,1 В/см, шаг сетки 1 см).

a — для входных сигналов большой длительности; б — для входных сигналов с длительностью 10 нс.

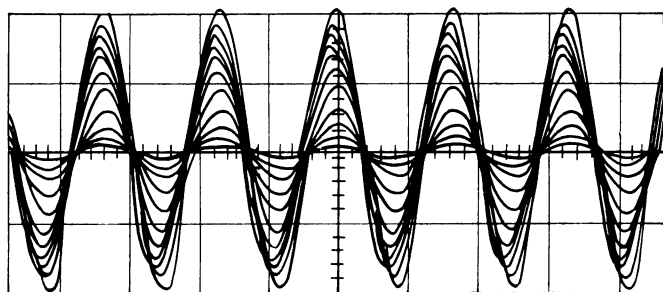


Рис. 74. Синусоидальное колебание с частотой 60 МГц на выходе усилителя (рис. 72). Длительность развертки 10 нс/см, шаг сетки 1 см.

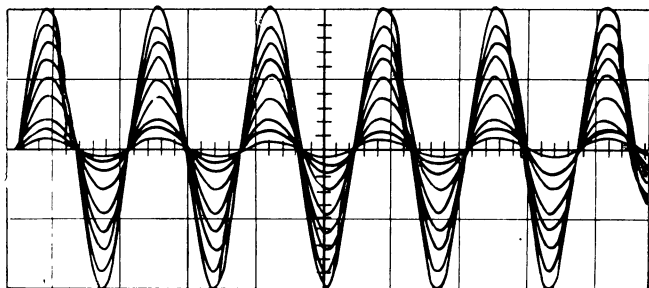


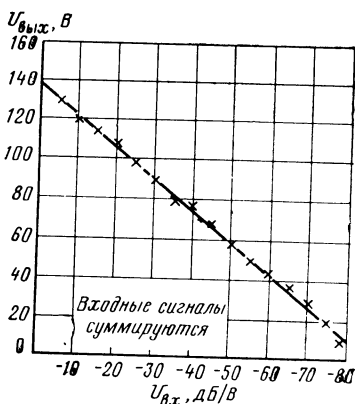
Рис. 75. Синусоидальное колебание с частотой 60 МГц на выходе усилителя (рис. 72) с задерживающим усилителем и без логарифмического каскада, усиливающего сигнал максимального уровня.

до -50 дБ с дискретностью 5 дБ. Временная развертка отградуирована через 10 нс/см (сопротивление резистора цепи смещения во втором логарифмическом каскаде уменьшено с 5 до 2,5 кОм). Измеренная длительность фронта выходного сигнала составляет менее 15 нс.

ТРЕХКАСКАДНЫЙ ЛОГАРИФМИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ С НЕЛИНЕЙНЫМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ СУММИРОВАНИЕМ

Если логарифмическая ошибка не имеет существенного значения (т. е. ее величина менее ± 2 дБ), вполне допустимо использовать 3-каскадный логарифмический

Рис. 76. Амплитудная характеристика 3-каскадного логарифмического видеоусилителя с нелинейным последовательным суммированием (первые три каскада усилителя, схема которого показана на рис. 38) при $\tau_{\phi} = 100$ нс; $E = 1$.



видеоусилитель с нелинейным последовательным суммированием.

На рис. 76 представлена амплитудная характеристика для первых трех каскадов 4-каскадного усилителя

с нелинейным последовательным суммированием, схема которого приведена на рис. 38. Логарифмическая ошибка, отнесенная к уровню входного сигнала, находится в пределах ± 2 дБ. Этот усилитель может быть выполнен на интегральных схемах. Согласованная пара, в которой используется двойной дифференциальный усилитель, изготовленный на основе интегральной схемы, рассматривается в гл. 4.

Глава четвертая

ПРИМЕРЫ ПРАКТИЧЕСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕЙ

ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ВИДЕОПРИЕМНИКИ С КРИСТАЛЛИЧЕСКИМИ ДЕТЕКТОРАМИ

Приемник с кристаллическим детектором является одним из простых и наиболее широко применяемых импульсных (например, радиолокационных) приемников. Здесь высокочастотный входной сигнал детектируется кристаллическим детектором и затем усиливается видеоусилителем, как показано на рис. 77.

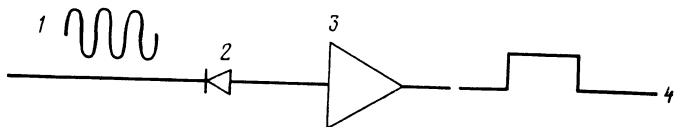


Рис. 77. Упрощенная схема приемника с кристаллическим детектором.

1 — входной высокочастотный сигнал; 2 — кристаллический детектор; 3 — усилитель; 4 — выходной видеосигнал.

Кристаллический детектор может детектировать поступающие на его вход высокочастотные колебания, мощность которых изменяется в очень широком диапазоне. На рис. 78,а представлен график зависимости амплитуды выходного импульса от мощности входного сигнала для типового детектора. Амплитуда выходного импульса определена в децибелах относительно уровня

1 В, и этот импульс поступает на вход видеоусилителя. Кристаллический детектор имеет квадратичную характеристику в диапазоне изменения мощности входных сигналов от -50 дБм (тангенциальная чувствительность детектора) до -20 дБм. За счет насыщения детектора при мощности входного сигнала более -20 дБм кривая зависимости уровня выходного сигнала от изменений мощности входного сигнала отклоняется от квадратичного закона. Динамический диапазон изменения мощности входных сигналов составляет 60 дБ, тогда как динамический диапазон изменения уровней продетектированного сигнала достигает почти 100 дБ.

Сжатие динамического диапазона детектора по выходным сигналам, равного 100 дБ, может быть легко обеспечено с помощью логарифмического видеоусилителя. На рис. 78, б (сплошной линией) показана амплитудная характеристика логарифмического видеоусилителя с $D_{у.вх} = 105$ дБ, рассмотренного в гл. 2 (рис. 49) и предназначенного для усиления однополярного сигнала. Зависимость выходного напряжения видеочастоты от изменений мощности высокочастотного сигнала на входе детектора показана на рис. 78, в (сплошной линией).

Уровень выходного сигнала находится в линейной функциональной зависимости от изменений мощности (в дБм) входного сигнала для входных высокочастотных колебаний не выше -20 дБм. Однако поскольку характеристика детектора отличается от квадратичного закона для мощности входных сигналов более -20 дБм (рис. 78, а), кривая, иллюстрирующая характер изменения уровня выходного сигнала, также отличается от линейно-логарифмического закона.

Очень полезной была бы коррекция амплитуды выходного сигнала при большой мощности входного сигнала, как показано на рис. 78, в (пунктирная линия). Эта коррекция легко достигается путем увеличения логарифмической крутизны при больших напряжениях входного видеосигнала (рис. 78, б, пунктирная линия). На рис. 79 приведено графическое построение, показывающее, каким образом может быть обеспечена коррекция. С увеличением токов смещения возрастает уровень ограничения для данного напряжения входного видеосигнала. Степень коррекции или повышения уровня выходного сигнала можно определить следующим образом: выходной видеосигнал при мощности сигнала, поступающего на ло-

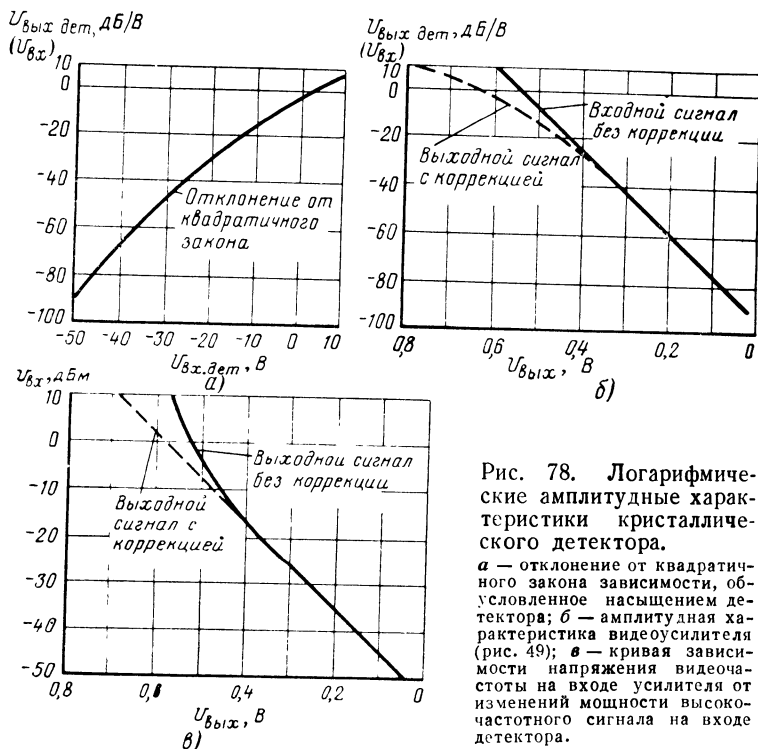


Рис. 78. Логарифмические амплитудные характеристики кристаллического детектора.

a — отклонение от квадратичного закона зависимости, обусловленное насыщением детектора; *б* — амплитудная характеристика видеоусилителя (рис. 49); *в* — кривая зависимости напряжения видеочастоты на входе усилителя от изменений мощности высокочастотного сигнала на входе детектора.

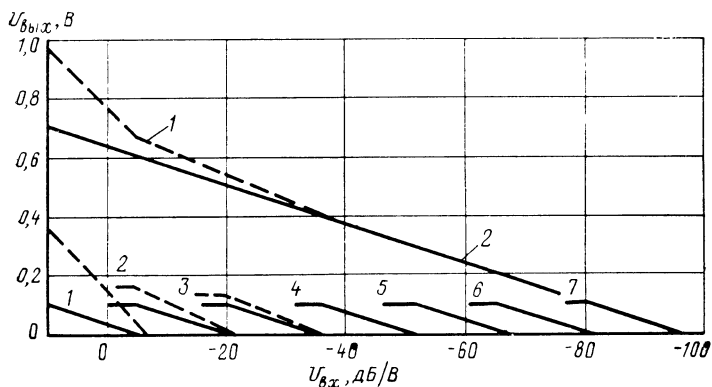


Рис. 79. Характеристики однокаскадного логарифмического видеоусилителя с параллельным суммированием, иллюстрирующие метод коррекции характеристики кристаллического детектора.

1 — суммарный выходной сигнал (после коррекции); 2 — суммарный выходной сигнал (при равных токах I_K).

гарифмический усилитель с детектора, — 10 дБм составляет фактически 0,45 В (рис. 78, в, сплошная линия), в то время как требуется иметь величину 0,47 В (рис. 78, в, пунктирная линия). Таким образом, выходное напряжение логарифмического усилителя необходимо увеличить на 0,02 В. Как видно из рис. 78, а, входное высокочастотное колебание мощностью — 10 дБм создает на выходе детектора (или на входе логарифмического видеоусилителя) сигнал с уровнем — 20 дБ. Следовательно, при уровне сигнала на входе логарифмического видеоусилителя, равном — 20 дБ, выходной сигнал должен возрасти на 20 мВ или до 0,47 В. При уровне сигнала на входе детектора 0 дБ напряжение на выходе логарифмического видеоусилителя, как видно из рис. 78, в, составляет 0,51 В, а требуемое напряжение — 0,57 В (пунктирная линия). Из графика, построенного на рис. 78, а, видно, что входной сигнал логарифмического видеоусилителя (выходной сигнал детектора) при уровне входного сигнала 0 дБ составляет — 3 дБ. Таким образом, при уровне сигнала на входе логарифмического видеоусилителя — 3 дБ напряжение на его выходе должно быть увеличено с 0,51 до 0,57 В. Необходимая коррекция амплитудной характеристики логарифмического видеоусилителя показана на рис. 78, б (пунктирная линия).

Приведем данные о значениях напряжения коррекции, необходимого для компенсации влияния характеристики детектора (рис. 78, б):

Каскад	$U_{вх}, \text{ дБ}$	$U_{кор}, \text{ мВ}$
3	—20	10
2	—5	85
1	+10	180

Необходимый ток в отдельных логарифмических каскадах можно теперь определить из выражения

$$I'_{кЕ} = \frac{I_{кЕ} R_k + U_{кор}}{R_k}. \quad (82)$$

Увеличение тока можно обеспечить уменьшением сопротивления резисторов цепей смещения в логарифмическом усилителе на величину

$$R'_s = \frac{I_{кЕ}}{I'_{кЕ}} R_s. \quad (83)$$

Приведем данные о сопротивлениях резисторов цепи смещения, определенные на основе формул (82) и (83) для значений $I_{KE}=1$ мА и $R_0=16,9$ кОм:

Каскад	I'_{KE} , мА	R'_K , кОм
3	1,1	15,3
2	1,85	9,1
1	2,8	6

На рис. 80 приведена экспериментально полученная кривая зависимости напряжения на выходе логарифми-

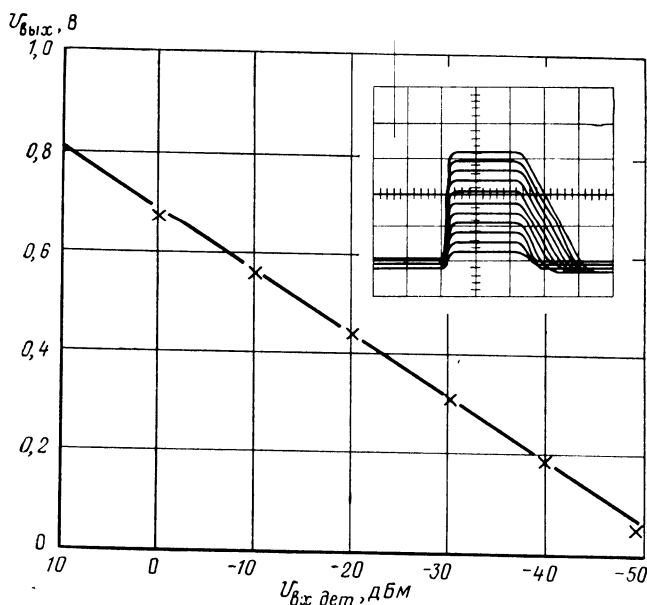


Рис. 80. Экспериментальная амплитудная характеристика усилителя (рис. 49). (В верхней части показана форма выходного сигнала; горизонтальная шкала отградуирована примерно через 0,5 мкс/см, а вертикальная шкала — примерно через 0,2 В/см. Шаг сетки составляет 1 см).

ческого усилителя, схема которого показана на рис 49, от изменений мощности сигнала на входе детектора и при сопротивлениях резисторов, приведенных выше. Мощность входного сигнала изменялась от -50 до 0 дБм с дискретностью 5 дБм, приведенная зависимость имеет линейный характер.

СОГЛАСОВАННЫЕ ПАРЫ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕЙ

Согласованные пары логарифмических усилителей используются в различных устройствах (например, в радиолокационных пеленгаторах). В данном разделе рассматривается несколько вариантов согласованных пар логарифмических видеоусилителей.

На рис. 81 показаны два логарифмических видеоусилителя, с выходов которых сигналы поступают на вычи-

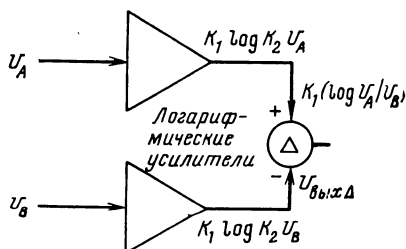


Рис. 81. Упрощенная схема двухканального логарифмического усилителя.

тающую цепь. Предположив, что значения K_1 и K_2 одинаковы для логарифмов сигналов U_A и U_B (что обеспечивается, как показано ниже, соответствующим согласованием), находим разностный выходной сигнал U_{Δ} :

$$U_{\Delta} = K_1 \log \frac{U_A}{U_B}. \quad (84)$$

Таким образом, выходной сигнал разностного усилителя представляет собой импульс, амплитуда которого определяется отношением U_A/U_B , а полярность зависит от уровней входных сигналов (от того, какой сигнал больше, $K_1 \log K_2 U_A$ или $K_1 \log K_2 U_B$). Существенное значение имеет то, что U_{Δ} зависит не от U_A или U_B , а от их отношения. Если принять, что логарифмические видеоусилители обладают достаточно широким динамическим диапазоном по входным сигналам, то отношение уровней входных сигналов 2 мкВ/1 мкВ обеспечивает тот же выходной сигнал, что и отношение 2 В/1 В. Это свойство более подробно будет рассмотрено ниже.

На рис. 82 представлена типовая амплитудная характеристика псевдологарифмического видеоусилителя (гл. 2). Предположим, что два идентичных усилителя обладают характеристиками, подобными изображенной на рис. 82, и что эти усилители присоединены к разностному усилителю, как показано на рис. 81. Поскольку ам-

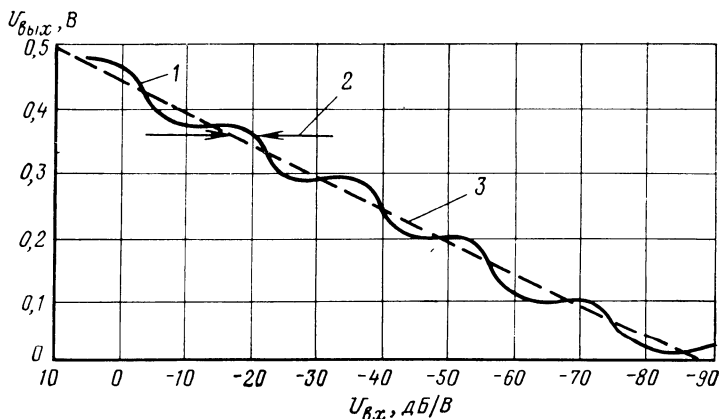


Рис. 82. Амплитудная характеристика псевдологарифмического видеоусилителя.

1 — реальная кривая; 2 — логарифмическая ошибка; 3 — график наименьших среднеквадратичных значений.

плитудная характеристика не является идеально логарифмической, выражение (84) справедливо лишь с определенной погрешностью. Предположим, что $U_A/U_B = 3,16$ (или 10 дБ). При обеспечении одинаковой разности между сигналами U_A и U_B в 10 дБ (или отношения 3,16) уровень сигнала на выходе разностного усилителя будет колебаться относительно постоянного значения, определяемого уравнением (84). Амплитуда этих колебаний зависит от логарифмической ошибки, отношения U_A/U_B и уровня входных сигналов. На рис. 83 и 84 представлены графики зависимости выходного напряжения e_A от изменений уровня входных сигналов для различных значений отношения U_A/U_B (графики на рис. 83 относятся к логарифмическому видеоусилителю с параллельным суммированием, предназначенному для усиления однополярного сигнала, а графики на рис. 84 — к логарифмическому видеоусилителю с параллельным сумми-

рованием, предназначенному для усиления двухполярного сигнала). Как видно, амплитуда колебаний (или неустойчивость уровня разностного сигнала) зависит от динамического диапазона одиночного логарифмического каскада, дБ/каскад. При снижении динамического диапазона неустойчивость разностного сигнала

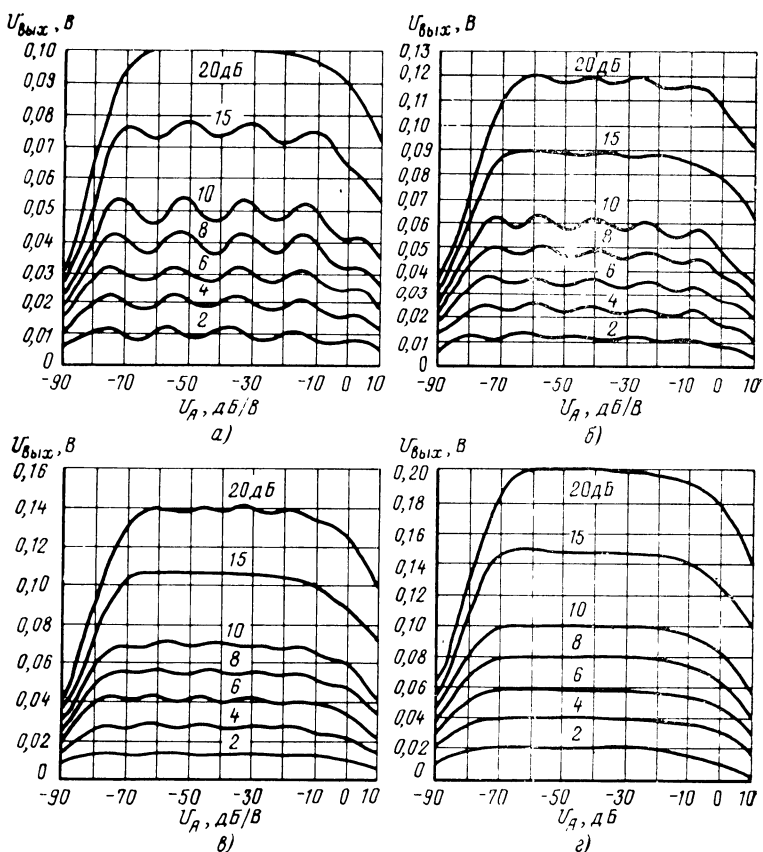


Рис. 83. Зависимость амплитуды сигнала на выходе разностного усилителя от изменений уровня сигнала на входе двухканального однополярного логарифмического усилителя с параллельным суммированием при различных значениях отношения U_A/U_B (рис. 81) при токе $I_{KE} = 0,1$.

а — 20 дБ/каскад; б — 16,7 дБ/каскад; в — 14,3 дБ/каскад; г — 10 дБ/каскад.

уменьшается. Следует заметить, что графики выходного сигнала, приведенные на рис. 83 и 84, относятся к случаю, когда $U_A > U_B$. Если $U_B > U_A$, то выходной

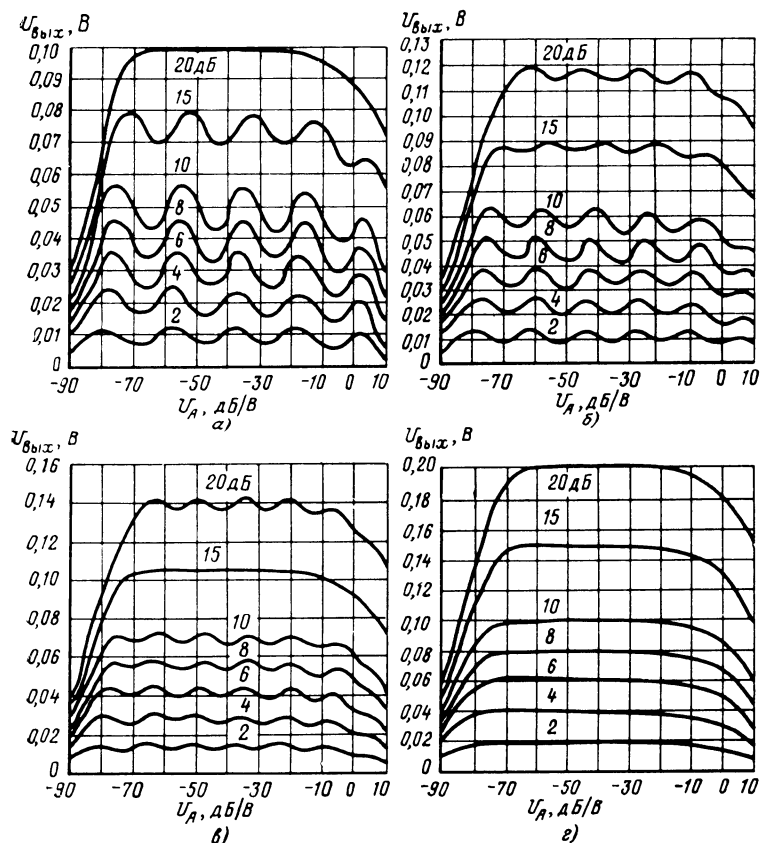


Рис. 84. Зависимость амплитуды сигнала на выходе разностного усилителя от изменения уровня сигнала на входе двухполярного логарифмического усилителя с параллельным суммированием при различных значениях отношений U_A/U_B и $I_0 R_K = 0,1$.

а — 20 дБ/каскад; б — 16,7 дБ/каскад; в — 14,3 дБ/каскад; г — 10 дБ/каскад.

сигнал имеет те же значения, но с отрицательным знаком. Как можно видеть, интенсивность отклонений амплитудной характеристики в двухполярном усилителе больше, чем в однополярном. Этого следовало ожидать,

поскольку однополярный усилитель дает меньшую логарифмическую ошибку.

Амплитуда отклонений зависит от отношения уровней сигналов на входе разностного усилителя. Отклонения отсутствуют, когда это отношение равно динамическому диапазону, дБ/каскад, и достигают максимального значения при $20 \log U_A/U_B = 0,5$ дБ/каскад. Среднее значение выходного импульса (при среднем отклонении) имеет тот же пересчетный коэффициент, мВ/дБ, что и отдельный логарифмический каскад (рис. 83 и 84).

Для иллюстрации возможных результатов рассмотрим три двухканальных логарифмических усилителя.

Однополярные логарифмические видеоусилители с параллельным суммированием

На рис. 49 представлена принципиальная схема 7-каскадного (динамический диапазон 15 дБ/каскад) однополярного логарифмического видеоусилителя с параллельным суммированием. В согласованной паре коэффициенты усиления в линейном режиме должны быть одинаковы, транзисторы логарифмических каскадов должны иметь идентичные характеристики, смещение на транзисторах должно быть одинаковым и сопротивления коллекторных резисторов в суммирующих усилителях, выполненных по схеме с общей базой, должны быть равны.

Видеоусилители с положительной обратной связью (приложение 2) используются в качестве линейных усилителей, и одинаковые коэффициенты усиления обеспечиваются с помощью резисторов с классом точности 1%. Специально подобранные двойные транзисторы МД-918А¹ используются в качестве логарифмирующих элементов (по одному транзистору на канал). Токи смещения в логарифмических каскадах можно обеспечить с помощью резисторов в цепях эмиттеров с сопротивлением 16,9 кОм и с классом точности 1%. Суммирующие резисторы в коллекторных цепях транзисторов, включенных по схемам с общей базой, также имеют класс точности 1%. На рис. 85 показаны кривые, иллюстрирующие характер изменения сигнала на

¹ В качестве логарифмирующих элементов может использоваться любая подобранная пара транзисторов, для которых $U_{б.э} < 3$ мВ и $\beta_1/\beta_2 > 0,9$.

выходе разностного усилителя для согласованной пары однополярных логарифмических видеоусилителей с параллельным суммированием. Отношение уровней входных сигналов составляет $0, \pm 4, \pm 8$ и ± 12 дБ. Как видно, узлы согласованы ($U_A/U_B=1$ или 0 дБ) весьма хорошо (фактически с точностью до $\pm 0,5$ дБ). Уровень входного сигнала изменялся в пределах от -70 до -10 дБ с дискретностью 10 дБ. На осциллограмме не-

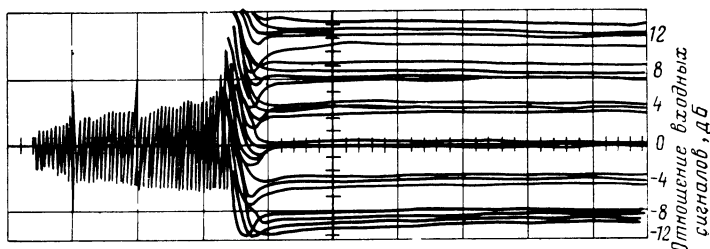


Рис. 85. Кривые изменения сигнала на выходе разностного усилителя U_A в двухканальном однополярном логарифмическом видеоусилителе с параллельным суммированием. (Горизонтальная шкала отградуирована через 0,1 мкс/см, вертикальная шкала — через 0,05 В/см, шаг сетки составляет 1 см).

трудно видеть влияние изменений отношения уровней входных сигналов на интенсивность колебаний уровня разностного сигнала.

Двухполярные логарифмические видеоусилители с параллельным суммированием

На рис. 86 приведена амплитудная характеристика двухполярного логарифмического видеоусилителя с параллельным суммированием, схема которого представлена на рис. 87. В логарифмических каскадах, а также в дифференциальных линейных каскадах с обратной связью используются интегральные схемы типа СА3026 (низкочастотный вариант интегральной схемы типа СА3049, представленной на рис. 59). Для сведения к минимуму колебаний разностного сигнала динамический диапазон выбран равным 12 дБ/каскад. Были изготовлены два усилителя (с половиной микросхемы типа СА3026 на каждый канал), в которых в цепях смещения

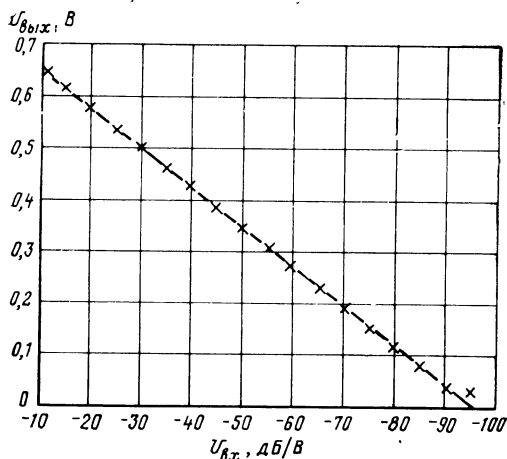


Рис. 86. Амплитудная характеристика 7-каскадного (с динамическим диапазоном 12 дБ/каскад) двухканального (с согласованными каналами) логарифмического видеоусилителя на интегральных схемах типа СА3026 при $I_0 R_K/2 \approx 0,1$; $\tau_{\Phi} = 30$ нс; $E_{\min} \approx -97$ дБ; $a = 7,5$ мВ/дБ.

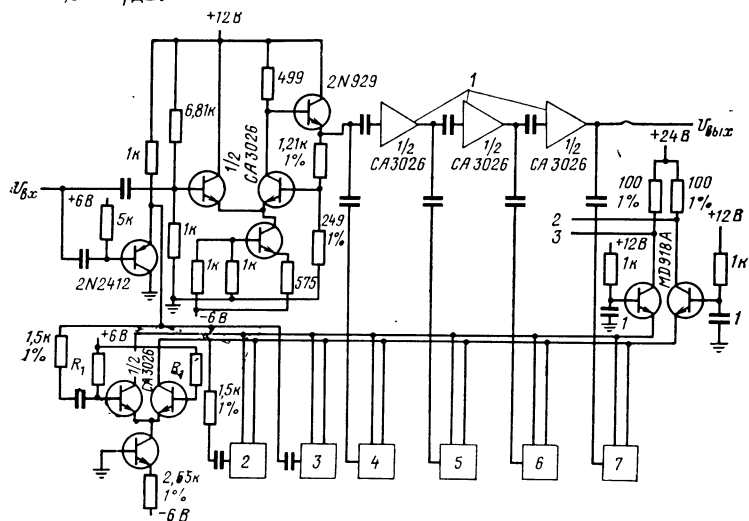


Рис. 87. Схема одного канала двухканального двухполярного логарифмического усилителя с параллельным суммированием.

1 — схемы, аналогичные схеме первого каскада; 2 — неинвертированный выход; 3 — инвертированный выход.

Примечание. Логарифмические каскады аналогичны первому каскаду (для каскада 1, $R_1 = 50$ Ом для каскада 2, $R_1 = 1$ кОм для каскадов 3–7). В каждом канале одна половина схемы СА3026 используется для логарифмирования. Конденсаторы — емкостью 0,1 мкФ (кроме специально оговоренных).

и регулировки коэффициента усиления используются резисторы с классом точности 1%. На рис. 88 показана форма сигнала на выходе разностного усилителя при отношении уровней входных сигналов 0, ± 4 , ± 8 и ± 12 дБ.

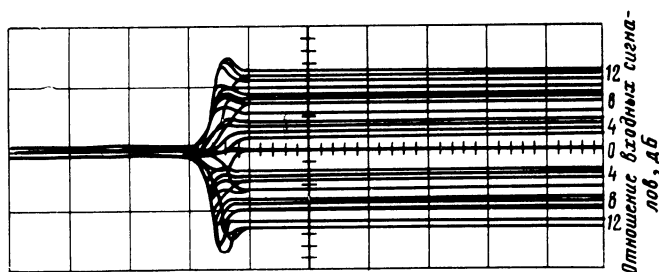


Рис. 88. Форма разностного сигнала U_{Δ} в двухканальном двухполярном логарифмическом видеоусилителе с параллельным суммированием (рис. 87). Уровень входного сигнала изменяется от -70 до -10 дБ с дискретностью 10 дБ. (Горизонтальная шкала отградуирована через 0,1 мкс/см, вертикальная шкала — через 0,1 В/см, шаг сетки составляет 1 см).

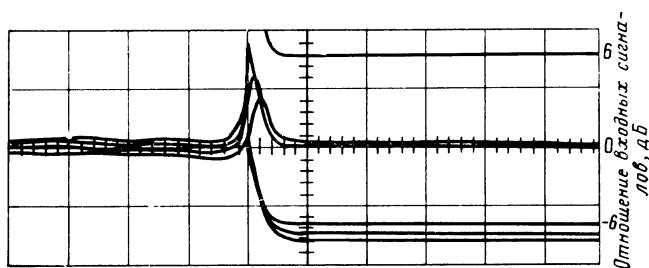


Рис. 89. Форма разностного сигнала U_{Δ} в двухканальном двухполярном логарифмическом видеоусилителе с параллельным суммированием (рис. 87). Уровень входного сигнала изменяется в пределах от -60 до -20 дБ с дискретностью 10 дБ. (Горизонтальная шкала отградуирована через 0,1 мкс/см, вертикальная шкала — через 0,04 В/см, шаг сетки составляет 1 см).

Нестабильность разностного сигнала здесь больше, чем в однополярном логарифмическом видеоусилителе с параллельным суммированием (рис. 85). Однако эти колебания не имеют столь большого значения, как это может показаться на первый взгляд. Максимальная ошибка возникает при максимальном и минимальном уров-

нях, когда амплитудная характеристика отличается от идеальной логарифмической характеристики. Неточность совпадения составляет менее $\pm 0,75$ дБ. На рис. 89 показано, как изменяется форма разностного сигнала U_{Δ} при отношении уровней сигналов на входах разностного усилителя, равном ± 6 дБ, при изменении уровней входных сигналов в пределах от -60 до -20 дБ. Как видно, амплитуда отклонений в этом диапазоне невелика (менее $\pm 0,5$ дБ).

Логарифмические видеоусилители с нелинейным последовательным суммированием

На рис. 90 приведена принципиальная схема двухканального 3-каскадного нелинейного логарифмического видеоусилителя с последовательным суммированием, в

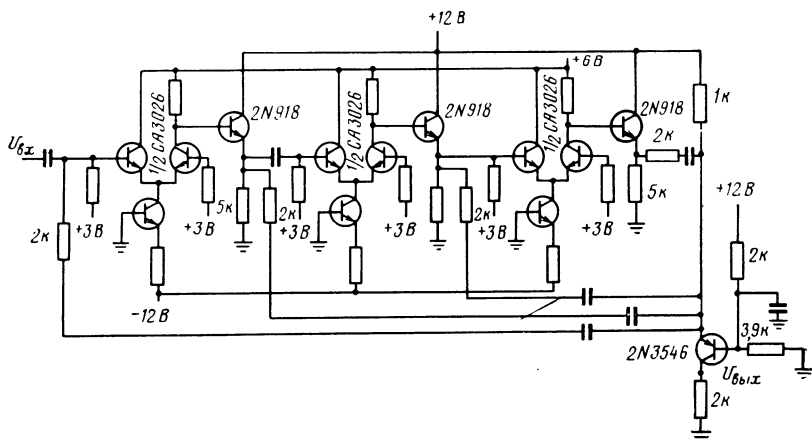


Рис. 90. Принципиальная схема 3-каскадного логарифмического видеоусилителя с нелинейным последовательным суммированием (с половиной интегральной схемы типа СА3026 на канал). Все неотмеченные резисторы — сопротивлением 1 кОм; конденсаторы — емкостью 0,1 мкФ.

котором в качестве логарифмических элементов используются интегральные схемы типа СА3026, а на рис. 91 — его амплитудная характеристика. Такой логарифмический усилитель весьма прост и требует незначительного числа схемных элементов. Однако, как было указано выше, логарифмическая ошибка здесь достигает ± 2 дБ. На

рис. 92 показан характер изменения амплитуды отклонений при отношении уровней входных сигналов ± 6 дБ. Несовпадение формы амплитудных характеристик отдельных логарифмических каскадов не превышает $\pm 0,5$ дБ,

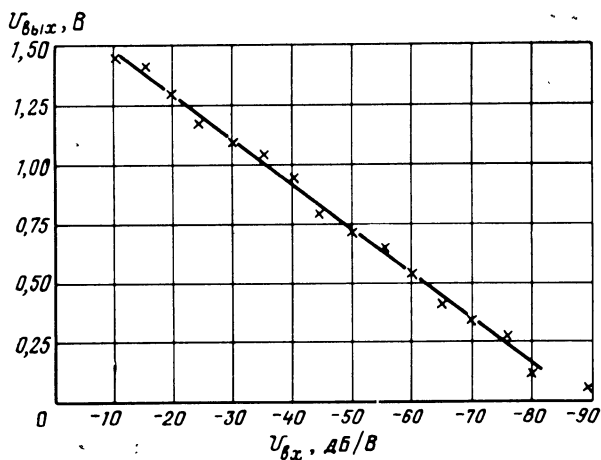


Рис. 91. Амплитудная характеристика 3-каскадного усилителя, схема которого приведена на рис. 90.

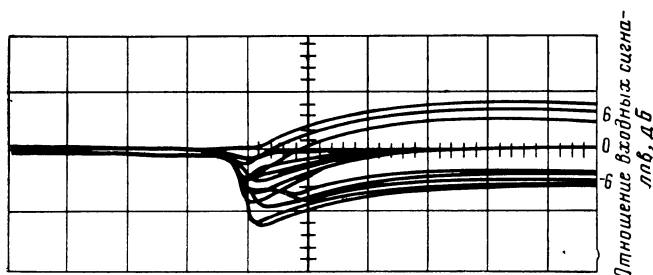


Рис. 92. Форма разностного сигнала U_{Δ} в усилителе, схема которого приведена на рис. 90. Уровень входного сигнала изменяется в пределах от -70 до -10 дБ. (Горизонтальная шкала отградуирована через $0,1$ мкс/см, вертикальная шкала — через $0,1$ В/см, шаг сетки составляет 1 см).

однако вполне очевидно наличие чрезмерных колебаний (± 2 дБ). Эта разновидность логарифмического усилителя проста, и ее следует использовать в тех случаях, когда обеспечение точной логарифмической функции не имеет большого значения.

Приложение 1

ОСНОВЫ ТЕОРИИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Дифференциальный усилитель (рис. П-1) является одним из наиболее эффективных устройств, применяемых в настоящее время. Он представляет собой основной функциональный элемент, используемый в линейных интегральных схемах и в некоторых из рассмотренных выше логарифмических усилителей.

В данном приложении рассматриваются вопросы теории простейшего дифференциального усилителя, схема которого представлена на рис. 96.

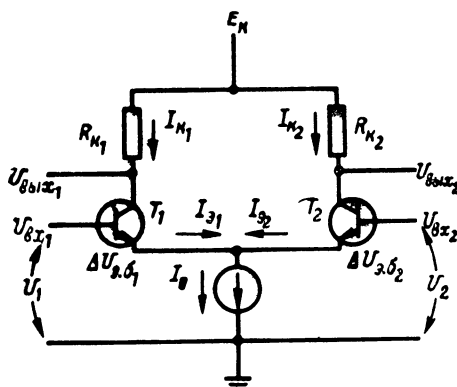


Рис. П-1. Упрощенная схема дифференциального усилителя.

Анализ упрощенной схемы дифференциального усилителя по постоянному и переменному току производится на основе уравнений, выведенных в [2], при этом принимается допущение, что $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$. Как видно из схемы (рис. П-1),

$$\left. \begin{aligned} I_{э1} &= I_{обp} (e^{m\Delta U_{э.б1}} - 1); \\ I_{э2} &= I_{обp} (e^{m\Delta U_{э.б2}} - 1), \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-1})$$

где $I_{обp}$ — обратный ток насыщения диода.

Если $e^{m\Delta U_{э.6}} \gg 1$ (это допущение справедливо при величинах более нескольких мВ), то выражение (П-1) упрощается:

$$\left. \begin{aligned} I_{э1} &= I_{обр} e^{m\Delta U_{э.61}}; \\ I_{э2} &= I_{обр} e^{m\Delta U_{э.62}}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-2})$$

Ток, потребляемый от источника постоянного тока,

$$I_0 = I_{э1} + I_{э2}. \quad (\text{П-3})$$

Сумма падений напряжения на базо-эмиттерных переходах составляет:

$$\begin{aligned} U_1 + (\pm U_{вх1}) - \Delta U_{э.61} + \Delta U_{э.62} - \\ - U_2 - (\pm U_{вх2}) = 0, \end{aligned} \quad (\text{П-4})$$

где $\pm U_{вх}$ — амплитуда входного импульса (положительной или отрицательной полярности).

Сначала проведем анализ усилителя по постоянному току, т. е. при $U_{вх} = 0$.

Решая (П-4) относительно $\Delta U_{э.62}$, получаем:

$$\Delta U_{э.62} = U_2 + \Delta U_{э.61} - U_1. \quad (\text{П-5})$$

После подстановки уравнений (П-5) и (П-2) в (П-3) имеем:

$$I_0 = I_{э1} + I_{обр} e^{m(U_2 + \Delta U_{э.61} - U_1)}$$

или

$$I_0 = I_{э1} + I_{э1} e^{m(U_2 - U_1)}.$$

Решая вышеприведенное уравнение относительно $I_{э1}$, находим:

$$I_{э1} = \frac{I_0}{1 + e^{m(U_2 - U_1)}}. \quad (\text{П-6})$$

Поскольку $\alpha \approx 1$, можно принять, что ток коллектора составляет:

$$I_k = I_{э1}.$$

Таким образом,

$$I_{к1} = \frac{I_0}{1 + e^{m(U_2 - U_1)}}. \quad (\text{П-7})$$

Произведя аналогичные выкладки, находим:

$$I_{э2} = \frac{I_0}{1 + e^{m(U_1 - U_2)}} \quad (\text{П-8})$$

или, поскольку $\alpha \approx 1$,

$$I_{K2} = \frac{I_0}{1 + e^{m(U_1 - U_2)}}. \quad (\text{П-9})$$

На рис. П-2 приведены графики, построенные в соответствии с уравнениями (П-6) и (П-8) при $I_0 = 1$ для трех значений температуры. Из этих графиков можно сделать следующие выводы:

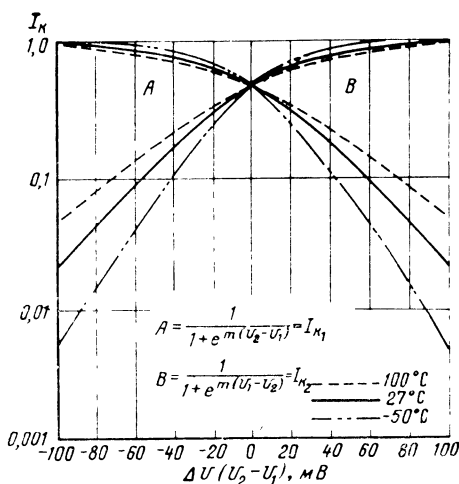


Рис. П-2. Характеристики дифференциального усилителя по постоянному току.

1. При некотором значении $|\Delta U|$ имеет место равенство токов $I_{\partial 1} = I_{\partial 2}$.

2. Температурный коэффициент при $U_2 = U_1 = 0$ равен нулю.

3. Температурный коэффициент тока при $I_0 > 0,5$ мА — отрицательный, а при $I_0 < 0,5$ мА — положительный (т. е. с увеличением температуры ток I_0 соответственно уменьшается или растет).

4. Температурный коэффициент напряжения — положительный как при $I_0 > 0,5$, так и при $I_0 < 0,5$.

5. Ток достигает максимального значения при $\Delta U \approx \approx 100$ мВ.

6. $I_{\partial 1} + I_{\partial 2} = I_0$ (из уравнения (П-3)).

Анализ работы усилителя по переменному току сначала проводится относительно сигнала на первом входе

$U_{вх1}$, а затем относительно сигнала на втором входе $U_{вх2}$.

Подставляя уравнения (П-5) и (П-2) в (П-4) и принимая $U_{вх2}=0$, получаем:

$$I_0 = I_{к1} + I_{обр} e^{m[U_2 + \Delta U_{э.б1} - U_1 - (\pm U_{вх})]}.$$

Используя (П-2) и решая его относительно $I_{к1}$, находим:

$$I_{к1} = \frac{I_0}{1 + e^{m[U_2 - U_1 - (\pm U_{вх})]}}. \quad (\text{П-10})$$

Ток $I_{к1}$, обусловленный напряжением смещения (из уравнения (П-7)), составляет:

$$I_{к1}|_E = \frac{I_0}{1 + e^{m(U_2 - U_1)}}. \quad (\text{П-11})$$

Если принять, что напряжение сдвига $(U_2 - U_1) = \Delta U$, то уравнение (П-11) преобразуется:

$$I_{к1}|_E = \frac{I_0}{1 + e^{m\Delta U}}. \quad (\text{П-12})$$

Выражение для определения амплитуды выходного импульса можно записать в виде

$$U_{вых1} = E_{вых.общ} - E_{вых.см}, \quad (\text{П-13})$$

где

$$E_{вых.общ} = E_k - I_{к1} R_{к1}; \quad (\text{П-14})$$

$$E_{вых.см} = E_k - (I_{к1}|_E) R_{к1}. \quad (\text{П-15})$$

Используя уравнения (П-10) и (П-12) — (П-15), находим:

$$U_{вых1} = E_k - \frac{I_0 R_{к1}}{1 + e^{m\Delta U} e^{-m(\pm U_{вх})}} - \left(E_k - \frac{I_0 R_{к1}}{1 + e^{m\Delta U}} \right). \quad (\text{П-16})$$

Если принять, что $e^{n\Delta U} = K_a$, то уравнение (П-16) преобразуется к виду

$$U_{вых1} = I_0 R_{к1} \left\{ \frac{K_a [e^{-m(\pm U_{вх})} - 1]}{(K_a + 1) + K_a(K_a + 1)e^{-m(\pm U_{вх})}} \right\}.$$

При входных сигналах разной полярности выходные сигналы определяются соответственно следующими выражениями (при $U_{вх2}=0$):

при входном сигнале положительной полярности

$$U_{\text{вых1}}|_{U_{\text{вх}} > 0} = -I_0 R_{\text{к1}} \left[\frac{K_a (e^{mU_{\text{вх}}} - 1)}{K_a (K_a + 1) + (K_a + 1) e^{mU_{\text{вх}}}} \right]; \quad (\text{П-17})$$

при входном сигнале отрицательной полярности

$$U_{\text{вых1}}|_{U_{\text{вх}} < 0} = I_0 R_{\text{к1}} \left[\frac{K_a (e^{mU_{\text{вх}}} - 1)}{(K_a + 1) + K_a (K_a + 1) e^{mU_{\text{вх}}}} \right]. \quad (\text{П-18})$$

Аналогичный анализ можно провести для определения выходного сигнала $U_{\text{вых2}}$, что дает:

при входном сигнале положительной полярности

$$U_{\text{вых2}}|_{U_{\text{вх}} > 0} = I_0 R_{\text{к2}} \left[\frac{K_b (e^{mU_{\text{вх}}} - 1)}{(K_b + 1) + K_b (K_b + 1) e^{mU_{\text{вх}}}} \right];$$

при входном сигнале отрицательной полярности

$$U_{\text{вых2}}|_{U_{\text{вх}} < 0} = -I_0 R_{\text{к2}} \left[\frac{K_b (e^{mU_{\text{вх}}} - 1)}{K_b (K_b + 1) + (K_b + 1) e^{mU_{\text{вх}}}} \right],$$

где

$$K_b = e^{m(U_1 - U_2)} = \frac{1}{K_a}.$$

Если $R_{\text{к1}} = R_{\text{к2}}$, то

$$U_{\text{вых1}}|_{U_{\text{вх1}} > 0} = -U_{\text{вых2}}|_{U_{\text{вх1}} > 0}$$

и

$$U_{\text{вых1}}|_{U_{\text{вх1}} < 0} = -U_{\text{вых2}}|_{U_{\text{вх2}} < 0}.$$

Аналогичным образом можно найти выражения, определяющие уровни выходных сигналов при $U_{\text{вх2}} \neq 0$ и $U_{\text{вх1}} = 0$. Эти выражения идентичны уравнениям (П-17) и (П-18) при смене полярности входных сигналов с отрицательной на положительную.

Принимая $R_{K1}=R_{K2}$ и подставляя $K_b=1/K_a$, имеем:

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ1}}|_{U_{\text{ВХ1}}<0} &= -U_{\text{ВЫХ2}}|_{U_{\text{ВХ1}}>0} = U_{\text{ВЫХ1}}|_{U_{\text{ВХ2}}<0} = \\ &= -U_{\text{ВЫХ2}}|_{U_{\text{ВХ2}}<0} = \\ &= -I_0 R_K \left[\frac{K_a (e^{mU_{\text{ВХ}}} - 1)}{K_a (K_a + 1) + (K_a + 1) e^{mU_{\text{ВХ}}}} \right], \quad (\text{П-19}) \end{aligned}$$

где $U_{\text{ВЫХ}}|_{U_{\text{ВХ1}}>0}$ — выходной сигнал при входном сигнале положительной полярности и т. д.;

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ1}}|_{U_{\text{ВХ1}}<0} &= -U_{\text{ВЫХ2}}|_{U_{\text{ВХ1}}<0} = U_{\text{ВЫХ1}}|_{U_{\text{ВХ2}}>0} = \\ &= -U_{\text{ВЫХ2}}|_{U_{\text{ВХ2}}>0} = -I_0 R_K \times \\ &\times \left[\frac{K_a (e^{mU_{\text{ВХ}}} - 1)}{(K_a + 1) + K_a (K_a + 1) e^{mU_{\text{ВХ}}}} \right]. \quad (\text{П-20}) \end{aligned}$$

Максимальные значения уровней выходного сигнала ($U_{\text{ВЫХ1}}$ или $U_{\text{ВЫХ2}}$) можно определить как

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ1}}|_{U_{\text{ВХ1 МАКС}}>0} &= -U_{\text{ВЫХ2}}|_{U_{\text{ВХ1 МАКС}}>0} = \\ &= U_{\text{ВЫХ1}}|_{U_{\text{ВХ2 МАКС}}<0} = -U_{\text{ВЫХ2}}|_{U_{\text{ВХ2 МАКС}}<0} = \\ &= \lim_{U_{\text{ВХ}} \rightarrow \infty} U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{I_0 R_K K_a}{K_a + 1}; \\ U_{\text{ВЫХ1}}|_{U_{\text{ВХ1 МАКС}}<0} &= U_{\text{ВЫХ2}}|_{U_{\text{ВХ1 МАКС}}<0} = U_{\text{ВЫХ1}}|_{U_{\text{ВХ2 МАКС}}<0} = \\ &= -U_{\text{ВЫХ2}}|_{U_{\text{ВХ2 МАКС}}>0} = \lim_{U_{\text{ВХ}} \rightarrow \infty} U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{I_0 R_K}{K_a + 1}. \end{aligned}$$

На рис. П-3 представлены кривые, иллюстрирующие влияние ΔU в (П-19) и (П-20). На рис. (П-4) приведен график зависимости K_a от изменения ΔU .

В большинстве устройств требуется, чтобы напряжение сдвига ΔU было равно нулю. В этом случае $K_a=K_b=1$ и уравнения (П-19) и (П-20) упрощаются:

$$|U_{\text{ВЫХ1}}| = \frac{I_0 R_{K1}}{2} \left(\frac{e^{mU_{\text{ВХ}}} - 1}{e^{mU_{\text{ВХ}}} + 1} \right); \quad (\text{П-21})$$

$$|U_{\text{ВЫХ2}}| = \frac{I_0 R_{K2}}{2} \left(\frac{e^{mU_{\text{ВХ}}} - 1}{e^{mU_{\text{ВХ}}} + 1} \right). \quad (\text{П-22})$$

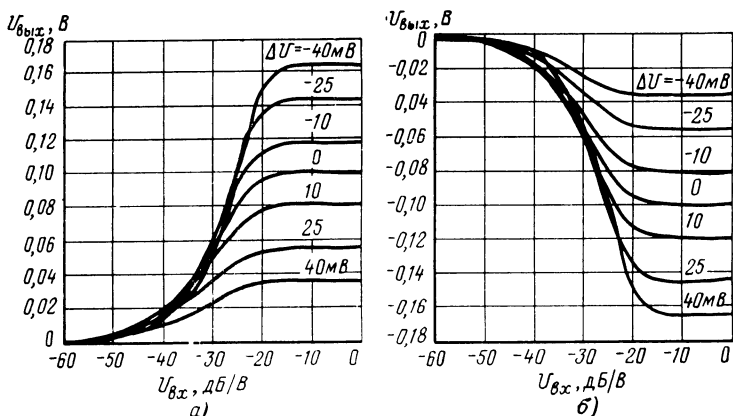


Рис. П-3. Амплитудные характеристики дифференциального усилителя при $I_0 R_K = 0,2$, иллюстрирующие влияние ΔU .

а — графики изменения $U_{\text{вых}1}$ при отрицательных значениях $U_{\text{вх}1}$ или изменения $U_{\text{вых}1}$ при положительных значениях $U_{\text{вх}2}$; **б** — графики изменения $U_{\text{вых}2}$ при положительных значениях $U_{\text{вх}1}$ или при отрицательных значениях $U_{\text{вх}2}$.

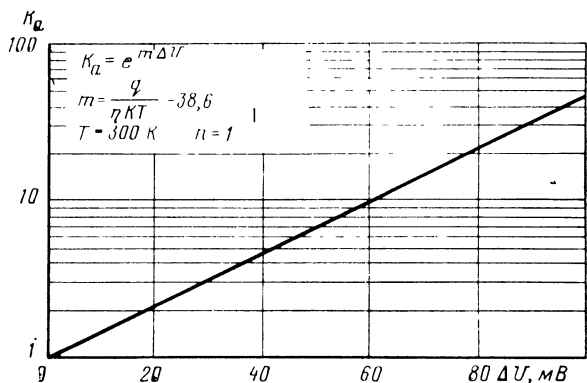


Рис. П-4. График зависимости K_a от изменений ΔU .

Если $R_{K1} = R_{K2}$, то уравнения (П-21) и (П-22) можно свести к виду

$$|U_{\text{вых}}| = \frac{I_0 R_K}{2} \operatorname{tg} \frac{m U_{\text{вх}}}{2}. \quad (\text{П-23})$$

На рис. П-5 приведены графики, иллюстрирующие уравнение (П-23) при $I_0 R_K = 0,2$, а также при различных значениях температуры.

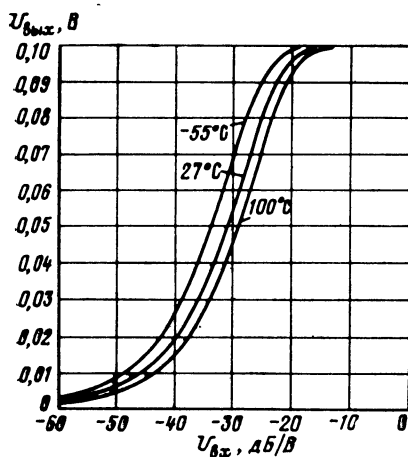


Рис. П-5. Амплитудные характеристики дифференциального усилителя (П-23) при $I_0 R_K/2 = 0,2$.

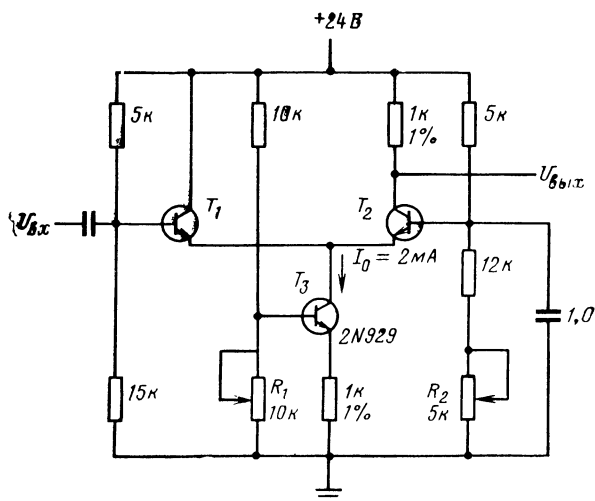


Рис. П-6. Схема проверки дифференциального усилителя.

Была проведена экспериментальная проверка выходных характеристик трех различных пар подобранных транзисторов, каждая из которых размещается в стандартном корпусе типа TO-5 и имеет $\Delta U_{б.э} < 3$ мВ и $\beta_1/\beta_2 > 0,9$. Проверке подвергались транзисторы типов: 2N3424, MD918A и SS6221. Транзисторы 2N3424 и MD918A аналогичны по электрическим параметрам транзистору 2N918, а транзистор SS6221 — транзистору 2N3011.

Характеристики измерялись при включении проверявшихся транзисторов в соответствии со схемой, показанной на рис. П-6. С помощью потенциометра R_1 эмиттерный ток транзистора T_3 устанавливался равным 2 мА (при неизменном токе транзисторов T_1 и T_2), а потенциометр R_2 обеспечивает равенство ΔU нулю.

На рис. П-7 приведены результаты экспериментов. Характеристики всех трех транзисторов весьма близко совпадают, а наблюдаемые при этом небольшие откло-

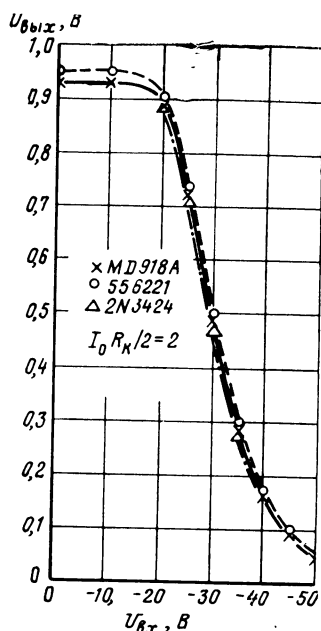


Рис. П-7. Амплитудные характеристики, снятые в соответствии со схемой (рис. П-6).

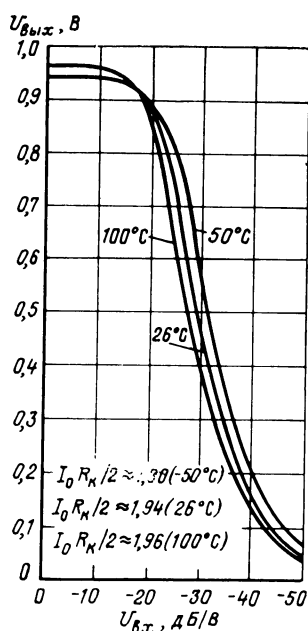
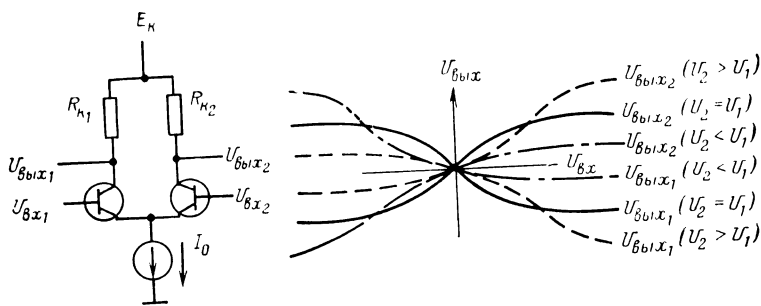


Рис. П-8. Амплитудные характеристики, снятые в соответствии со схемой, показанной на рис. П-6, для транзистора типа MD918A.

нения обусловлены незначительными изменениями тока I_0 (которые не превышают $\pm 5\%$ при токе 2 мА).

Транзистор MD918A проверялся при температурах -50 , 26 и 100°C , и снятые при этом характеристики приведены на рис. П-8. Следует отметить близкое сходство графиков на рис. П-5 и П-8 (небольшие различия в максимальных значениях выходных сигналов обусловлены температурным коэффициентом генератора постоянного тока).

На рис. П-9 приведены характеристики и результаты аналитического исследования дифференциального усилителя по переменному току.



При $R_{K1} = R_{K2}$

$$\begin{aligned}
 U_{\text{ВЫХ1}}|_{U_{\text{ВХ1}} > 0} &= -U_{\text{ВЫХ2}}|_{U_{\text{ВХ1}} > 0} = \\
 &= -U_{\text{ВЫХ1}}|_{U_{\text{ВХ2}} < 0} = -U_{\text{ВЫХ2}}|_{U_{\text{ВХ2}} < 0} = \\
 &= -I_0 R_K \left\{ \frac{K_a (e^{mU_{\text{ВХ}}} - 1)}{K_a (K_a + 1) + (K_a + 1) e^{mU_{\text{ВХ}}}} \right\}; \\
 U_{\text{ВЫХ1}}|_{U_{\text{ВХ1}} < 0} &= -U_{\text{ВЫХ2}}|_{U_{\text{ВХ1}} < 0} = \\
 &= U_{\text{ВЫХ1}}|_{U_{\text{ВХ2}} > 0} = -U_{\text{ВЫХ2}}|_{U_{\text{ВХ2}} > 0} = \\
 &= -I_0 R_K \left\{ \frac{K_a (e^{mU_{\text{ВХ}}} - 1)}{(K_a + 1) + K_a (K_a + 1) e^{mU_{\text{ВХ}}}} \right\}; \\
 K_a &= e^{m(U_2 - U_1)} = e^{m\Delta U},
 \end{aligned}$$

если $K_a = 1$ ($\Delta U = 0$) и $R_{K1} = R_{K2}$, то

$$|U_{\text{ВЫХ}}| = \frac{I_0 R_K}{2} \left[\text{th} \left(\frac{mU_{\text{ВХ}}}{2} \right) \right].$$

Рис. П-9. Схема, характеристики и формулы для расчета дифференциального усилителя.

Приложение 2

ЛИНЕЙНЫЕ ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В данном приложении рассматриваются несколько вариантов линейных видеоусилителей, которые можно использовать при разработке логарифмических усилителей.

Видеоусилители отличаются широкой полосой пропускания (от нескольких сотен герц до 100 МГц). Рассматриваемые усилители имеют верхнюю граничную частоту более 60 МГц (в большинстве случаев она превышает 100 МГц). При определении ширины полосы используется выражение $\Delta F = 3,5/\tau_{\text{ф}}$, дающее достаточную точность [8]. В приложении рассматриваются некоторые основные схемы видеоусилителей с обратной связью, которые оказались универсальными при проектировании различных логарифмических усилителей. Проанализированы усилитель, выполненный по схеме с общим эмиттером и являющийся основным функциональным узлом всех рассматриваемых усилителей, а также методы обеспечения обратной связи.

Видеоусилители с общим эмиттером

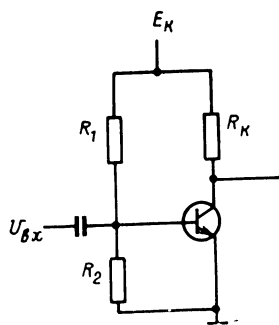
Усилитель, выполненный на транзисторе с общим эмиттером (рис. П-10), является основным функциональным элементом рассматриваемых узлов. При малом уровне входных сигналов коэффициент усиления по напряжению усилителя определяется как

$$K_U = - \frac{(\alpha r_k - r_э) R_k}{r_э (r_k + R_k) + r_б' (r_k - \alpha r_k + r_э + R_k)}, \quad (\text{П-24})$$

где α — коэффициент передачи по току при включении транзистора по схеме с общей базой, зависящий от типа используемого транзистора; $r_б$ — сопротивление базы;

r_k — сопротивление коллектора; $r_э$ — динамическое сопротивление эмиттера.

Если $\alpha r_k \gg r_э$ (обычно справедливо для современных транзисторов, поскольку r_k составляет несколько МОм, а $\alpha \approx 1$) и $r_k \gg R_k$, то уравнение (П-24) упрощается:



$$K_U = \frac{R_k}{r_э + r_б(1-\alpha)}. \quad (\text{П-25})$$

Динамическое сопротивление эмиттера [2]

$$r_э = \frac{KT}{qI_э}, \quad (\text{П-26})$$

Рис. П-10. Схема усилителя с общим эмиттером.

где q — заряд электрона; K — постоянная Больцмана; T — температура К; $I_э$ — постоянная составляющая тока эмиттера.

Сопротивление базы большинства современных транзисторов составляет около 300 Ом, а α находится в пределах от 0,95 до 0,99. Поэтому членом $r_б(1-\alpha)$ можно пренебречь. Таким образом, выражение для коэффициента усиления по напряжению упрощается:

$$K_U = \frac{\alpha R_k}{r_э}. \quad (\text{П-27})$$

Следовательно, коэффициент усиления по напряжению при слабых сигналах зависит непосредственно от R_k и $r_э$ (KT/q при нормальной температуре составляет 0,026; таким образом, сопротивление эмиттера при эмиттерном токе 1 мА составляет 26 Ом).

Входное и выходное сопротивления усилителя с общим эмиттером (при условии принятых выше допущений) равны:

$$\left. \begin{aligned} Z_{вх} &\approx (\beta + 1) r_э; \\ Z_{вых} &\approx R_k, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-28})$$

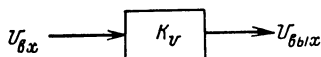
где β — коэффициент передачи по току при включении транзистора по схеме с общим эмиттером.

Выражения (П-27), (П-28) показывают зависимость коэффициента усиления по напряжению и входного сопротивления от изменений динамического сопротивления эмиттера. Это сопротивление $r_э$ находится в функциональной зависимости от изменений уровня входного

сигнала (сигналы положительной полярности отпирают транзистор, приводя тем самым к снижению r_3 , а при сигналах отрицательной полярности транзистор запирается и сопротивление r_3 возрастает).

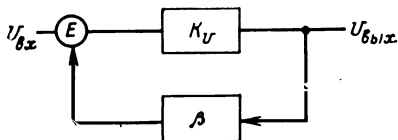
Температурная нестабильность также относится к числу недостатков усилителя с общим эмиттером. Температурные характеристики весьма сложны и здесь рассматриваться не будут. Однако на степень зависимости параметров усилителя с общим эмиттером от изменений уровня входного сигнала, собственных параметров транзистора и температуры можно влиять путем введения обратной связи.

Введение обратной связи представляет собой эффективный метод, который часто используется для обеспечения независимости коэффициента усиления (а часто



Без обратной связи

$$\Delta U_{\text{вых}} = K_U U_{\text{вх}}; \quad \Delta U_{\text{р.вх}} = \Delta K_U U_{\text{вх}}.$$



С обратной связью

$K_{U_{\text{пр}}} = \frac{K_U}{1 - K_U \beta}$; $\frac{\Delta K_{U_{\text{пр}}}}{K_{U_{\text{пр}}}} = \left(\frac{1}{1 - K_U \beta} \right) \frac{\Delta K_U}{K_U}$ или изменение величин K_U обуславливает незначительное изменение $K_{U_{\text{о.с}}}$ при больших значениях $1 - K_U \beta$
коэффициент усиления замкнутой цепи $+ K_U - K_{U_{\text{о.с}}}$

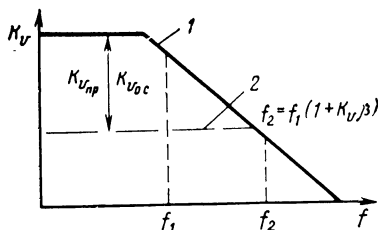


Рис. П-11. Характеристики и формулы, определяющие влияние обратной связи на работу видеосуилителей.

и входного сопротивления) усилителя от изменения собственных параметров транзисторов. Кроме того, обратная связь часто используется для увеличения ширины полосы пропускания. На рис. П-11 даются конечные формулы и характеристики, определяющие влияние обратной связи.

Последовательно-параллельная обратная связь

На рис. П-12 показана схема однотранзисторного усилителя с обратной связью. Этот усилитель имеет низкое входное сопротивление, высокое выходное со-

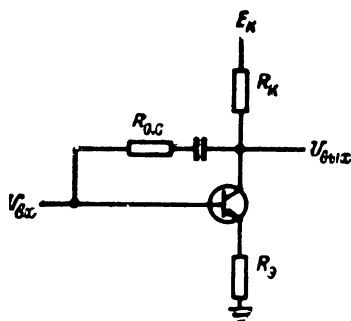


Рис. П-12. Простейшая схема видеоусилителя с последовательно-параллельной обратной связью.

противление и стабильный коэффициент усиления по напряжению. В каскаде применены как элементы последовательной обратной связи по току $R_э$, так и параллельной обратной связи по напряжению $R_{о.с.}$. В табл. 2 указаны основные способы выполнения обратной связи и отмечены особенности ее влияния на коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления.

Формулы для расчета видеоусилителя с последовательно-параллельной об-

ратной связью можно представить в виде

$$K_{U_{о.с}} = \frac{-R_k(R_{о.с} - R_э)}{R_э(R_{о.с} + R_k)}; \quad (\text{П-29})$$

$$Z_{вх} = \frac{R_э(R_k + R_{о.с})}{R_k + R_э}; \quad (\text{П-30})$$

$$Z_{вых} = \frac{R_э(R_{ген} + R_{о.с})}{R_{ген} + R_э}, \quad (\text{П-31})$$

где $R_{ген}$ — сопротивление источника сигнала.

Выражения (П-29) — (П-31) написаны в предположении, что $\beta R_э \gg Z_{вх}$ и $r_э \ll R_э$. Если эти допущения не выполняются, то входное сопротивление будет шунтироваться сопротивлением, равным $\beta R_э$, а сопротивление

Таблица 2

Влияние обратной связи на коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления

Параметры	Вид обратной связи			
	последовательная по току	параллельная по напряжению	параллельная по току	последовательная по напряжению
K_U	Стабилизируется	Не меняется	Не меняется	Стабилизируется
K_I	Не меняется	Стабилизируется	Стабилизируется	Не меняется
$Z_{вх}$	Возрастает	Снижается	Снижается	Возрастает
$Z_{вых}$	Возрастает	Снижается	Возрастает	Снижается

$R_э$ включается последовательно с $r_э$. На основании уравнения (П-29) можно сделать ряд следующих выводов:

1. Если $R_{о.с} \gg R_э$ и R_K , то в усилителе имеет место последовательная обратная связь по току и уравнения (П-29) — (П-31) упрощаются:

$$K_{U_{о.с}} = -\frac{R_K}{R_э}; \quad (\text{П-32})$$

$$Z_{вх} = hR_э, \quad (\text{П-33})$$

где $h = \frac{R_K + R_{о.с}}{R_K + R_э};$

$$Z_{вых} = R_K. \quad (\text{П-34})$$

2. Если $R_{о.с} = R_э$, то получаем:

$$K_{U_{о.с}} = 0.$$

3. Если $R_э \gg R_{о.с}$, то фазоинверсный усилитель превращается в ослабитель, не переворачивающий фазу:

$$K_{U_{о.с}} = \frac{R_K}{R_э + R_K}. \quad (\text{П-35})$$

При малой длительности фронта (широкой полосе пропускания) требуется меньшее значение R_K . Таким образом, для получения приемлемого коэффициента усиления сопротивление коллекторной цепи должно быть мало. Прежде чем перейти к рассмотрению кон-

кретного примера, следует выделить несколько моментов, касающихся уравнений (П-29) — (П-31):

1) введение сопротивления $R_{o.c}$ обуславливает снижение коэффициента усиления по напряжению, но не влияет на его стабильность (см. табл. 3);

2) входное и выходное сопротивления прямо пропорциональны $R_{o.c}$ (с уменьшением $R_{o.c}$ входное и выходное сопротивления уменьшаются).

Для примера рассмотрим видеоусилитель с последовательно-параллельной обратной связью, имеющий следующие параметры: $K_{U o.c} = 4$ (или 12) дБ, $Z_{вх} = 50$ Ом, $Z_{вых} < 200$ Ом, $h = 50$.

Этот усилитель выполнен на транзисторе типа 2N918.

Целесообразно представить уравнение (П-29) в ином виде и решить его относительно $R_{o.c}$ и R_k :

$$K_{U o.c} = -K'_U \left(\frac{R_{o.c} - R_g}{R_{o.c} + R_k} \right),$$

где $K'_U = R_k/R_g$ (или абсолютное значение коэффициента усиления при обратной связи по току в цепи эмиттера).

Решая уравнения (П-29) и (П-31) относительно $R_{o.c}$ (значения $K_{U o.c}$ и $Z_{вх}$ обычно задаются), получаем:

$$R_{o.c} = Z_{вх} (K'_U + 1) - R_k. \quad (\text{П-36})$$

Аналогичным образом, решая уравнения (П-36) и (П-30) относительно R_k , находим:

$$R_k = Z_{вх} (K'_U - K_{U o.c}) \quad (\text{П-37})$$

или

$$K'_U = \frac{R_k + Z_{вх} K_{U o.c}}{Z_{вх}}. \quad (\text{П-38})$$

Для обеспечения малой длительности фронта сопротивление резистора R_k должно быть малым. Кроме того, для предотвращения нагрузки входа на сопротивление hR_g (т. е. для того, чтобы величина $Z_{вх}$ определялась лишь $R_{o.c}$, R_k и R_g), h или R_g должны быть большими. В приведенных выше уравнениях допускается, что $R_g \gg \gg r_g + (1 - \alpha)r_b$. Для обеспечения малых значений r_g на транзистор необходимо подать смещение при токе 10 мА (уравнение (П-26)).

Допустим, что $R_K = 500 \text{ Ом}$. Из (П-38) следует:

$$K'_U = \frac{500 + 50(4)}{50} = 14.$$

Поскольку

$$K'_U = \frac{R_K}{R_9}, \quad R_9 = \frac{R_K}{K'_U} = \frac{500}{14} = 35,6 \text{ Ом}.$$

Из (П-36) находим:

$$R_{0.c} = 50(14 + 1) - 500 = 250 \text{ Ом}.$$

Из (П-31) определяем:

$$Z_{\text{вых}} = \frac{35,6(50 + 250)}{50 + 35,6} = 1250 \text{ Ом}.$$

Смещение в этом усилителе создается с помощью источника постоянного тока в цепи коллектора (как известно, транзисторы с источником смещения в цепи коллектора или эмиттера имеют удовлетворительную температурную стабильность по постоянному току).

Полная схема усилителя показана на рис. П-13. Транзистор T_2 выполняет функции источника смещения постоянного тока и работает следующим образом: ток, протекающий через транзистор T_2 , определяется лишь током базы транзистора T_1^* . Таким образом, ток через резистор R_1 равен $I_{B1} + I_{K1}$ и определяется как

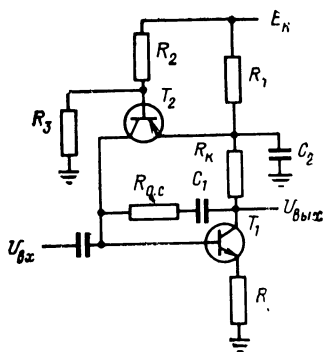


Рис. П-13. Схема усилителя с последовательно-параллельной обратной связью и с постоянным током смещения.

$$I_{R1} = \frac{E_K - U_{92}}{R_1}. \quad (\text{П-39})$$

Следовательно, ток коллектора

$$I_{K1} = \frac{E_K - U_{92}}{R_1} - I_{B1}. \quad (\text{П-40})$$

Конденсатор C_2 шунтирует резистор R_K по переменному току.

* Допускается $\alpha = 1$ и I_{K0} . Это справедливо, так как можно выбрать транзистор T_2 с высоким значением β и малыми токами утечки.

В рассматриваемом примере ток I_K должен составлять примерно 10 мА, а для обеспечения $\beta > 20$ ток базы должен быть около 500 мкА. Поскольку $I_K > 10 I_{B1}$, членом I_{B1} в выражении (П-40) можно пренебречь и тогда

$$I_{K1} \approx \frac{E_K - U_{\vartheta 2}}{R_1}. \quad (\text{П-41})$$

Допустим, что $E_K = 24$ В. Поскольку транзистор 2N918 имеет напряжение отпирания $U_{K. \vartheta} = 12$ В, примем $U_{K1} \approx 10$ В. Выражение (П-41) можно переписать, введя U_{K1} для определения величины $U_{\vartheta 2}$, в виде

$$I_{K1} = \frac{U_{\vartheta 2} - U_{K1}}{R_K} \quad (\text{П-42})$$

или

$$U_{K1} = U_{\vartheta 2} - I_{K1} R_K \quad (\text{П-43})$$

и

$$U_{\vartheta 2} = U_{K1} + I_{K1} R_K. \quad (\text{П-44})$$

Из (П-44) получаем:

$$U_{\vartheta 2} = 10 + (10 \text{ мА}) (500 \text{ Ом})$$

или

$$U_{\vartheta 2} = 15 \text{ В.}$$

Далее решаем (П-39) относительно R_1 :

$$R_1 = \frac{E_K - U_{\vartheta 2}}{I_{K1}}$$

и находим:

$$R_1 = \frac{24 - 15}{10} = 900 \text{ Ом.}$$

Усилитель, схема которого показана рис. П-14,

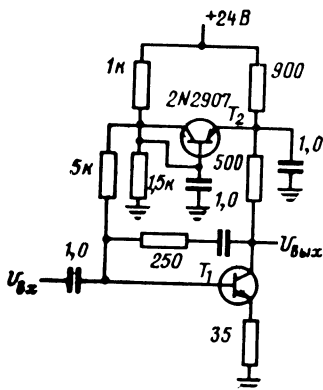
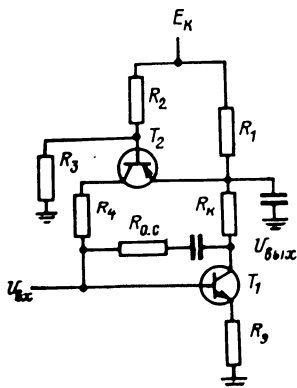


Рис. П-14. Полная принципиальная схема видеос усилителя с последовательно-параллельной обратной связью. Резистор с сопротивлением 5 кОм в цепи коллектора транзистора T_1 устраняет влияние выходной емкости танзистора T_2 на входной импульс.

имеет следующие параметры:

Параметр	Расчетное значение	Измеренное значение
$K_{U_{0.с}}$	12 дБ	11 дБ
$Z_{вх}$	50 Ом	55 Ом
$Z_{вых}$	< 200 Ом	120 Ом
$\tau_{ф}$	18 нс	—
F	11 дБ	—
$K_{U_{макс}}$	35 дБ	—
$E_{мин}$	— 100 дБ	—

Как можно видеть, коэффициент усиления по напряжению является несколько заниженным, а входное со-



$$K_{Uпр} = - \frac{R_k (R_{0.с} - R_9)}{R_9 (R_{0.с} + R_k)}; \quad Z_{вх} = \frac{R_9 (R_k + R_{0.с})}{R_k + R_9};$$

$$Z_{вых} = \frac{R_9 (R_{ген} + R_{0.с})}{R_{ген} + R_9};$$

$$R_{0.с} = Z_{вх} (K'_U + 1) - R_k;$$

$$K'_U = \frac{R_k}{R_9};$$

$$R_k = Z_{вх} (K'_U - K_{Uпр});$$

$$K'_U = \frac{R_k + Z_{вх} K_{Uпр}}{Z_{вх}};$$

$$I_{R_1} = \frac{E_k - U_{0.с}}{R_1} = I_{k1} + I_{6Д6} \approx I_{k1};$$

$$U_{k1} = U_{0.с} - I_{k1} R_k; \quad U_{0.с} = \frac{R_9 E_k}{R_9 + R_2} + U_{6.92}.$$

Рис. П-15. Принципиальная схема видеоусилителя с последовательно-параллельной обратной связью и расчетные соотношения.

противление — слишком высоким, так как не выполняется неравенство $R_2 > r_3 + (1-\alpha)r_6$. Член суммы $(1-\alpha)r_6$ составляет около 10 Ом. При снижении R_2 на 10 Ом получаем требуемые значения коэффициента усиления и входного сопротивления.

Видеоусилитель с последовательно-параллельной обратной связью часто используется для согласования сопротивлений, а также в тех случаях, когда требуется значительная ширина полосы пропускания. На рис. П-15 приведены выражения для расчета видеоусилителя с последовательно-параллельной обратной связью.

Ниже рассматриваются несколько вариантов видеоусилителей без инверсии фазы.

Дифференциальный видеоусилитель с обратной связью

На рис. П-16 представлена схема дифференциального видеоусилителя с обратной связью, собранного на транзисторах одинакового типа (в данном случае *n-p-n*). Этот усилитель обладает высоким входным со-

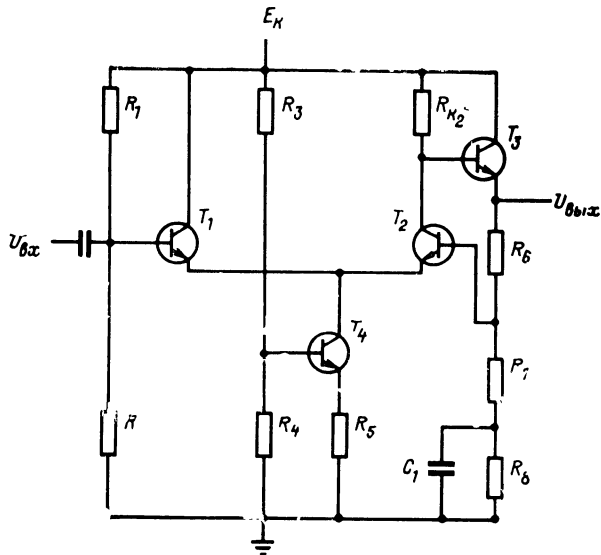


Рис. П-16. Дифференциальный видеоусилитель с обратной связью.

противлением, низким выходным сопротивлением, стабильным коэффициентом усиления по напряжению и может выполняться на интегральных схемах. Выходное напряжение может ограничиваться независимо от полярности входного сигнала.

Усиление по напряжению обеспечивается транзистором T_2 . Таким образом, максимальный коэффициент усиления или коэффициент усиления в разомкнутой цепи составляет:

$$K_{U \text{ макс}} \approx \frac{R_{K2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}}, \quad (\text{П-45})$$

где $r_{\pi} \approx KT/(qI_{\pi})$.

Допуская, что $K_{U \text{ макс}}$ велико, можно вывести следующие уравнения:

$$K_{U \text{ о.с}} = \frac{R_6 + R_7}{R_7}; \quad (\text{П-46})$$

$$Z_{\text{вх}} \approx R_1 \parallel R_2; \quad (\text{П-47})$$

$$Z_{\text{вых}} \approx \frac{R_{K2}}{\beta_2}. \quad (\text{П-48})$$

Коэффициент петлевого усиления

$$K_{\beta} = \frac{K_{U \text{ макс}}}{K_{U \text{ о.с}}} \quad (\text{П-49})$$

или с учетом (П-46) и (П-47)

$$K_{\beta} = \frac{K_{U \text{ макс}}}{\frac{R_6 + R_7}{R_7}},$$

то же в децибелах ($1 \text{ дБ} = 20 \log x$)

$$K_{\beta} = K_{U \text{ макс}} - K_{U \text{ о.с.}}$$

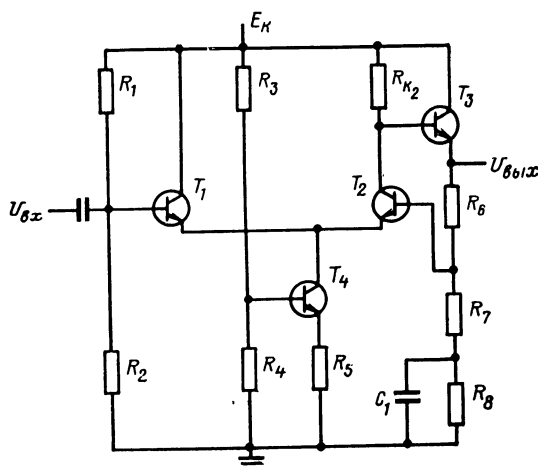
Если коэффициент K_{β} превышает 20 дБ, то (П-46) справедливо с точностью до ± 1 дБ.

На рис. П-17 приведены выражения для расчета этого усилителя. При их выводе было принято, что $I_{K1} = I_{K2}$.

Схема усилителя, рассчитанная с использованием приведенных на рис. П-17 формул, показана на

рис. П-18. Этот усилитель имеет следующие параметры:

Параметр	Расчетное значение	Измеренное значение
$K_{U_{0.с}}$	20 дБ	15 дБ
$Z_{вх}$	2500 Ом	2500 Ом
$Z_{вых}$	< 50 Ом	50 Ом
τ_{ϕ}	13 нс	—
$K_{U_{макс}}$	23 дБ	—
K_{β}	8 дБ	—
F	17 дБ	—
$E_{мин}$	— 96 дБ	—
$U_{п}$	1 В	+0,9 В
	—1 В	—1 В



$$K_{U_{0.с}} = \frac{R_6 + R_7}{R_7};$$

$$Z_{вх} \approx R_1 || R_7; \quad Z_{вых} = \frac{R_{K2}}{\beta_2};$$

$$U_{п} = \pm \frac{I_0 R_{K2}}{2};$$

$$U_{61} = U_{62} = \frac{R_9}{R_9 + R_8} \left[(E_K - U_{6.92}) - \frac{I_0 R_{K2}}{2} \right];$$

$$U_{61} = \frac{R_2 E_K}{R_1 + R_2};$$

$$U_{92} = U_{62};$$

$$I_0 = \left(\frac{R_4 E_K}{R_3 + R_4} U_{6.94} \right) \frac{1}{R_5}.$$

Рис. П-17. Схема дифференциального усилителя и выражения для его расчета, полученные в предположении, что $K_{\beta} > 20$ дБ и $I_{K1} = -I_{K2}$.

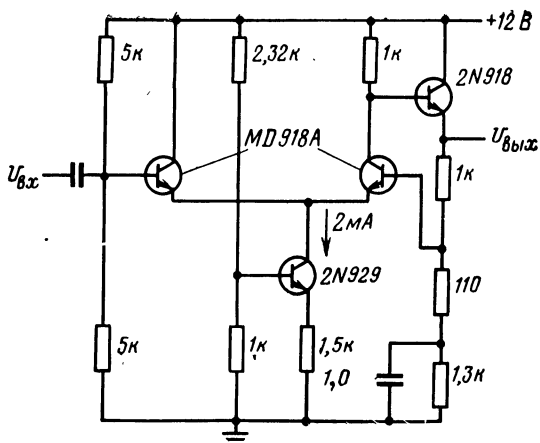


Рис. П-18. Дифференциальный видеоусилитель с обратной связью.

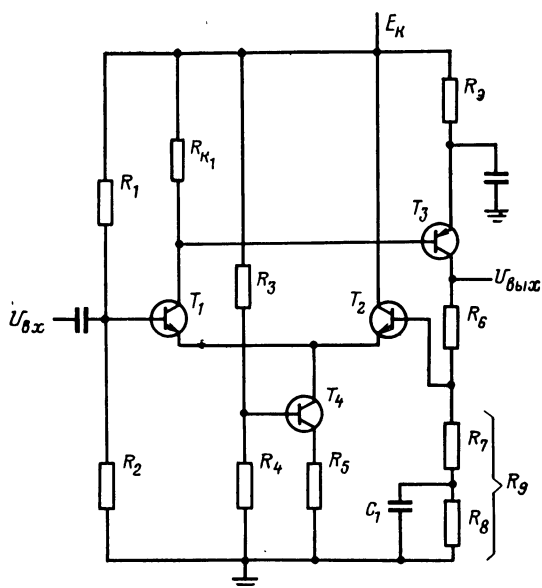


Рис. П-19. Дифференциальный видеоусилитель с обратной связью и высоким коэффициентом усиления разомкнутой цепи.

Расчетное значение коэффициента усиления по напряжению отличается от истинного ввиду низкого значения коэффициента петлевого усиления. Последний можно увеличить путем увеличения тока источника (т. е. снижения $r_{э1}$ и $r_{э2}$) или повышения $R_{к2}$.

На рис. П-19 представлена схема другого дифференциального усилителя с обратной связью. В этом усилителе усиление разомкнутой цепи обеспечивается транзисторами T_1 и T_3 . Таким образом, коэффициент усиления разомкнутой цепи может быть гораздо выше, чем в усилителе, схема которого показана на рис. П-19. Однако этот усилитель насыщается при входных сигналах положительной полярности и его трудно изготовить в интегральном исполнении (поскольку транзистор T_3 относится к типу $p-n-p$).

Принимая, что $K_{U \text{ макс}}$ имеет большое значение, можно вывести следующие выражения:

$$K_{U \text{ о.с.}} \approx \frac{R_6 + R_7}{R_7};$$

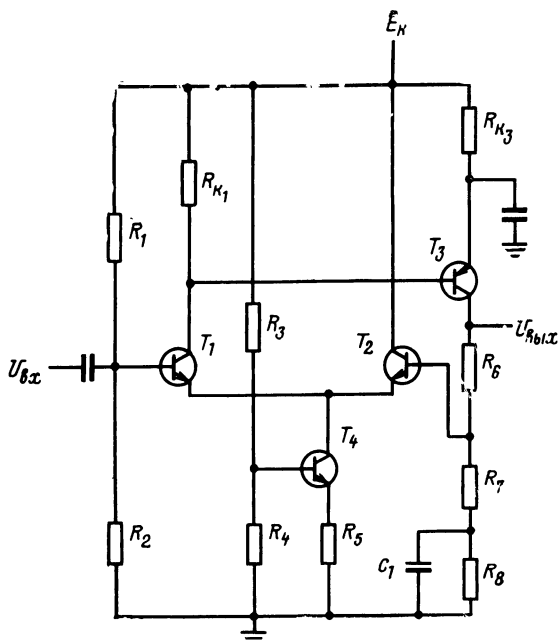
$$Z_{\text{вх}} \approx R_1 \parallel R_2;$$

$$Z_{\text{вых}} \approx \frac{R_6 R_{\text{ген}}}{\beta_1 \beta_2 R_7}.$$

На рис. П-20 приведены соотношения для расчета этого усилителя.

Схема усилителя, который рассчитан с использованием приведенных формул на рис. П-20, представлена на рис. П-21. Этот усилитель имеет следующие параметры:

Параметр	Расчетное значение	Измеренное значение
$K_{U \text{ о.с.}}$	20 дБ	20 дБ
$Z_{\text{вх}}$	2500 Ом	2500 Ом
$Z_{\text{вых}}$	< 50 Ом	< 50 Ом
$\tau_{\text{ф}}$	8 нс	—
$K_{U \text{ макс}}$	52 дБ	—
K_{β}	32 дБ	—
F	17 дБ	—
$E_{\text{мин}}$	-96 дБ	—
$U_{\text{вых. макс}}$	2 В	1,95 В
	-2 В	-2,1 В



$$K_{U_{o.c.}} \approx \frac{R_6 + R_7}{R_7};$$

$$Z_{BX} \approx R_1 || R_2; \quad Z_{ВЫХ} \approx \frac{R_6 R_{ген}}{\beta_1 \beta_2 R_7};$$

$$U_{ВЫХ. МАКС} | U_{ВХ} > 0 = U_{K1} - U_{K3}; \quad U_{ВЫХ. МАКС} | U_{ВХ} < 0 = \frac{U_{62} (R_6 + R_7)}{R_9};$$

$$U_{K1} = E_K - \frac{I_0 R_{K1}}{2}; \quad U_{K3} = \frac{(R_9 + R_6) U_{62}}{R_9};$$

$$U_{61} = U_{62} = \left(\frac{I_0 R_{K1}}{2} - U_{63} \right) \frac{R_9}{R_{93}}; \quad U_{61} = \frac{R_2 E_K}{R_1 + R_2};$$

$$I_0 = \left(\frac{R_4 E_K}{R_3 + R_4} - U_{6.94} \right) \frac{1}{R_6}.$$

Рис. П-20. Принципиальная схема и выражения для расчета дифференциального усилителя с обратной связью и с высоким коэффициентом усиления разомкнутой цепи при принятии допущений, что $K_p > 20$ дБ и $I_{K1} = I_{K2}$.

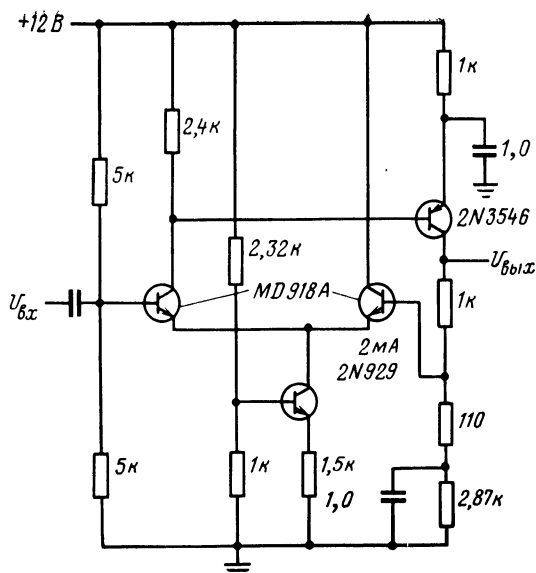


Рис. П-21. Дифференциальный усилитель с обратной связью.

Видеоусилители с положительной обратной связью

Усилитель, схема которого показана на рис. П-22, представляет собой видеоусилитель с положительной обратной связью (с коллектора второго транзистора на эмиттер первого транзистора).

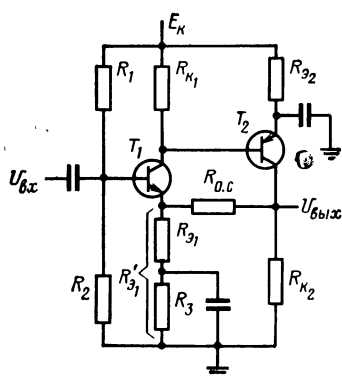


Рис. П-22. Видеоусилитель с положительной обратной связью.

Этот усилитель близок к рассмотренным выше дифференциальным усилителям в том, что он обладает высоким входным сопротивлением, низким выходным сопротивлением и стабильным коэффициентом усиления по напряжению. Усилитель переходит в режим насыщения при входных сигналах положительной полярности, но имеет присущую ему широкую полосу

пропускания и высокий коэффициент усиления разомкнутой цепи, а также выполняется всего на двух транзисторах.

В отличие от дифференциального усилителя (рис. П-16) рассматриваемый усилитель не дает симметричного ограничения. Транзисторы T_1 и T_2 запираются при входном напряжении отрицательной полярности и отпираются (насыщаются) при напряжении положительной полярности.

Коэффициент усиления разомкнутой цепи для видеоусилителя с положительной обратной связью описывается выражением

$$K_{U_{\text{макс}}} \approx \frac{R_{K1} R_{K2}}{R_{\Theta 1} r_{\Theta 2}}.$$

Принимая, что $K_{U_{\text{макс}}}$ имеет большое значение, можно вывести следующие соотношения:

$$K_{U_{o.c.}} = \frac{R_{o.c.} + R_{\Theta 1}}{R'_{\Theta 1}};$$

$$Z_{вх} \approx R_1 \parallel R_2;$$

$$Z_{вых} = R_{K2} \parallel \frac{R_{o.c.}}{\beta_2}.$$

Коэффициент петлевого усиления

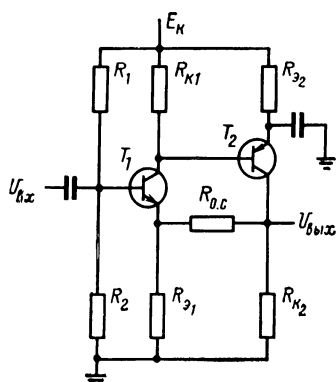
$$K_{\beta} = \frac{K_{U_{\text{макс}}}}{K_{U_{o.c.}}}$$

или

$$K_{\beta} = \frac{K_{U_{\text{макс}}}}{\frac{R_{o.c.} + R'_{\Theta 1}}{R'_{\Theta 1}}}.$$

На рис. П-23 приведены выражения для расчета видеоусилителя с положительной обратной связью. Следует отметить, что в этом усилителе сопротивление резистора R_{Θ} такое же, как и сопротивление резистора $R_{\Theta 1}$ в усилителе, схема которого приведена на рис. П-22, однако в последнем коэффициент усиления определяется величиной $R_{\Theta 1}$.

Расчет усилителя (рис. П-24) производился с использованием выражений, приведенных на рис. П-23.



$$\frac{R_{K1} U_{\Theta 1}}{R_{\Theta 1}} \gg U_{6. \Theta 2};$$

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 1;$$

$$K_{\beta} > 20 \text{ дБ};$$

$$U_{\Theta 1} = U_{K2};$$

$$K_{U_{0.c}} = \frac{R_{0.c} + R_{\Theta 1}}{R_{\Theta 1}};$$

$$Z_{\text{вых}} \approx R_{K2} \parallel \frac{R_{0.c}}{\beta_2};$$

$$U_{\text{вых. макс}} | U_{\text{вх}} > 0 \approx U_{K1} - U_{K2}; \quad U_{\text{вых. макс}} | U_{\text{вх}} < 0 \approx \frac{R_{K2} U_{\Theta 1}}{R_{K2} + R_{0.c}};$$

$$U_{K1} = U_K - \left(\frac{R_{K1}}{R_{\Theta 1}} \right) U_{\Theta 1}; \quad U_{\Theta 1} = \frac{R_2 U_K}{R_1 + R_2} - U_{6. \Theta 1};$$

$$U_{K2} = \frac{R_{K2}}{R_{\Theta 2}} (E_K - U_{K1} - U_{6. \Theta 2});$$

$$R_{K1} R_{K2} \approx R_{\Theta 1} R_{\Theta 2}$$

Рис. П-23. Принципиальная схема и выражения для расчета видеоусилителя с положительной обратной связью.

Этот усилитель имеет следующие параметры:

Параметр	Расчетное значение	Измеренное значение
$K_{U_{0.c}}$	20 дБ	20 дБ
$Z_{\text{вх}}$	2500 Ом	2500 Ом
$Z_{\text{вых}}$	< 50 Ом	< 50 Ом
τ_{Φ}	8 нс	—
$K_{U_{\text{макс}}}$	50 дБ	—
K_{β}	30 дБ	—
F	13 дБ	—
$E_{\text{мин}}$	-99 дБ	—
$U_{\text{вых. макс}}$	2,6 В	3 В
	-2,5 В	-2,4 В

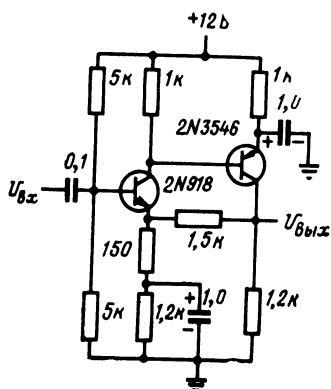


Рис. П-24. Принципиальная схема видеоусилителя с положительной обратной связью, который рассчитан с использованием уравнений, приведенных на рис. П-23.

Приложение 3

ОСНОВНЫЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ РАСЧЕТА ПСЕВДОЛОГАРИФМИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Настоящее приложение отсутствует в оригинале. В русском издании оно сделано для удобства чтения. В приложение включены сводные данные по расчету рассмотренных во второй главе «псевдологарифмических» видеоусилителей.

На рис. П-25 показана схема дифференциального усилителя с обратной связью (этот усилитель может быть выполнен на интегральных схемах). Формулы для расчета этого усилителя приводятся ниже при условии, что $K_{\beta} > 20$ дБ и $I_{K1} \neq I_{K2}$:

$$K_{U_{o.c}} = \frac{R_6 + R_7}{R_7};$$

$$Z_{вх} = R_1 \parallel R_2;$$

$$Z_{вых} = \frac{R_{K2}}{\beta_s};$$

$$U_n = \pm \frac{I_0 R_{K2}}{2};$$

$$U_{61} = U_{62} = \frac{R_9}{R_9 + R_5} \left[(E_K - U_{6.93}) - \frac{I_0 R_{K2}}{2} \right];$$

$$U_{61} = \frac{R_2 E_K}{R_1 + R_2};$$

$$U_{93} = \left(\frac{R_6 + R_9}{R_9} \right) U_{62};$$

$$I_{K0} = \left(\frac{R_4 E_K}{R_8 + R_4} - U_{6.94} \right) \frac{1}{R_5}.$$

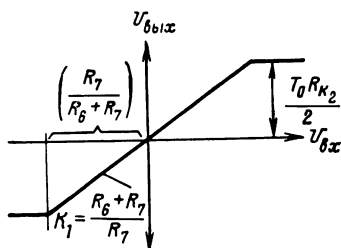
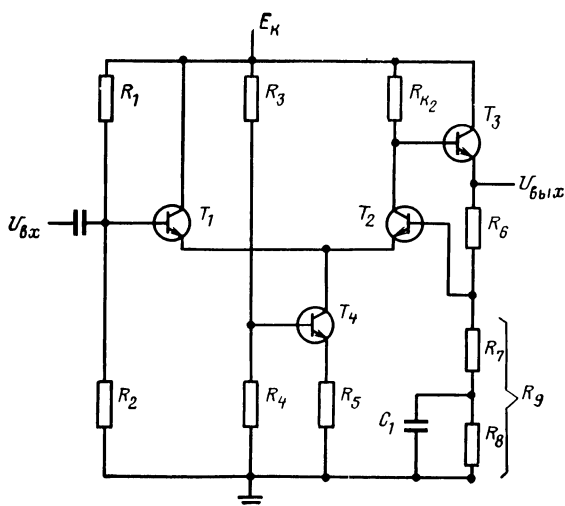


Рис. П-25. Принципиальная схема дифференциального усилителя с обратной связью ($K_p > 20$ дБ, $I_{K1} \neq I_{K2}$).

На рис. П-26 приведены схема и характеристика однокаскадного логарифмического видеопреобразователя, предназначенного для усиления сигналов одной полярности и входящего в состав устройства с параллельным суммированием.

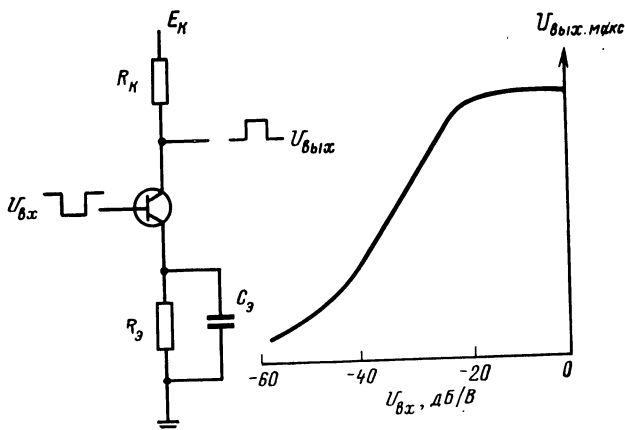


Рис. П-26. Схема и характеристика однокаскадного логарифмического видеопреобразователя, предназначенного для усиления сигналов одной полярности и входящего в состав устройства с параллельным суммированием.

Ниже приводятся результирующие показатели отдельного логарифмического каскада:

$$U_{\text{вых}} \approx I_{KE} R_K \frac{e^{mU_{\text{вх}}} - 1}{e^{mU_{\text{вх}}}};$$

$$U_{\text{вых. макс}} = I_{KE} R_K;$$

$$U_{\text{вх. ср}} = 32 \text{ дБ.}$$

Динамический диапазон, дБ Логарифмическая ошибка, дБ

20	$\pm 0,75$
17	$\pm 0,5$
10	0

Приведем основные выражения и показатели для двухполярного логарифмического каскада, схема и характеристика которого показаны на рис. П-27.

Динамический диапазон, дБ Логарифмическая ошибка, дБ

20	± 1
17	$\pm 0,75$
10	$\pm 0,25$

$$U_{\text{вых}} = \frac{I_0 R_K}{2} \text{th}(mU_{\text{вх}}); U_{\text{п}} = \pm \frac{I_0 R_K}{2}; U_{\text{вх. ср}} = -28 \text{ дБ.}$$

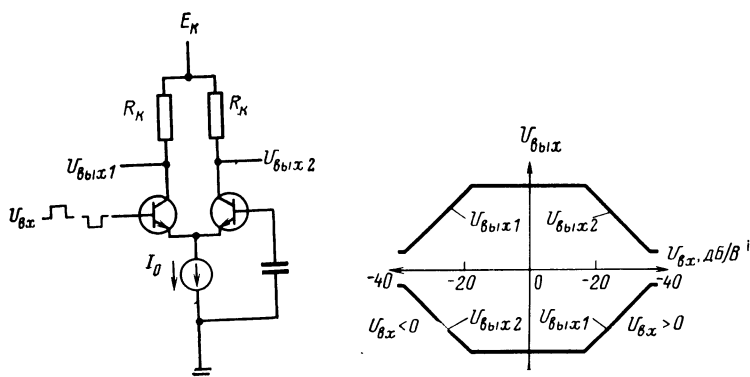


Рис. П-27. Схема и характеристика логарифмического видеоусилителя, предназначенного для усиления двухполярного сигнала и входящего в состав устройства с параллельным суммированием.

Приложение 4

ПАРАМЕТРЫ НЕКОТОРЫХ ТИПОВ ЗАРУБЕЖНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ И ИХ ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ АНАЛОГИ

Для того чтобы советские читатели, специализирующиеся в области разработки логарифмических усилителей, смогли с наибольшей пользой применить приведенные в книге рекомендации, в настоящем приложении даны таблицы параметров некоторых зарубежных полупроводниковых приборов — транзисторов и диодов, на основе которых построены описанные в книге усилители. Кроме того, в таблицах указаны отечественные аналоги указанных приборов.

Таблица П4-1

Параметры некоторых типов зарубежных транзисторов и их отечественные аналоги

Тип тран- зистора	Вид проводи- мости тран- зистора	$P_{к'}$ мВт	$f_{г'}$ МГц	$U_{кб'}$ В	$U_{кэ'}$ В	$U_{эб'}$ В	$I_{к. макс'}$ мА	$I_{кэ'}$ мкА	I_{21E} мин при $U_{к. э'}$ В; $I_{к'}$ мА	$C_{к'}$ пФ	Отече- ственный аналог
2N918	<i>n-p-n</i>	200	600	30	15	3,6	50	0,1	20 (1; 3)	2	КТ325Г
2N3546	<i>p-n-p</i>	360	700	15	12	4,5	200	0,1	30 (1; 10)	6	КТ326Б
MD918A	<i>n-p-n</i>	300	600	30	15	5	50	0,01	50 (5; 1)	3	КТ325Г
2N929	<i>n-p-n</i>	300	30	45	45	5	30	10	60 (5; 1)	8	КТ315Г
2N2412	<i>p-n-p</i>	300	140	25	20	5	100	0,01	20 (0,5; 0,05)	5	КТ326А
2N3011	<i>n-p-n</i>	360	400	30	12	5	200	0,4	30 (0,35; 10)	4	КТ603Б
2N2604	<i>p-n-p</i>	400	30	60	45	6	30	0,01	60 (5; 1)	6	КТ361В
2N3424	<i>n-p-n</i>	300	600	30	15	3	50	0,01	20 (3; 3)	1,7	КТ325Б
2N2369	<i>n-p-n</i>	360	500	40	15	4,5	500	0,4	40 (1; 10)	4	КТ603Б

Таблица П4-2

Параметры некоторых типов зарубежных диодов и их отечественные аналоги

Тип диода	Материал	$U_{обр}, В$	$\tau_{в.ост}, нс$	$I_{пр}, мА$	$U_A, В$	$I_{обр}, мкА$	$C_d, пФ$	$I_{макс}, мА$	Отечественный аналог
FD-100	Si	50	4	10	1	0,1	2	75	КД503Б
FD-200	Si	150	50	100	1	0,1	5	100	КД102А
FD-300	Si	120	—	1	0,68	5	6	150	КД102А
FD-400	Si	150	—	200	1	100	2	250	КД102Б
FD-600	Si	75	4	1	0,62	0,1	2,5	200	КД503А
FD-700	Si	30	0,7	50	1,1	0,5	0,75	50	КД512А

СПИСОК УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

- K_i — коэффициент усиления по току
 K_o — общий коэффициент усиления цепи до логарифмического каскада, работающего в режиме усиления сигнала минимального уровня, дБ
 K_U — коэффициент усиления по напряжению
 $K_{U.o.c.}$ — коэффициент усиления усилителя с обратной связью (коэффициент усиления замкнутой цепи)
 K_U — коэффициент усиления по напряжению, дБ
 $K_{U_{\max}}$ — максимальный коэффициент усиления по напряжению (коэффициент усиления разомкнутой цепи)
 b_n — коэффициент ослабления n -го каскада
 $K_{U_{\Sigma}}$ — коэффициент усиления по напряжению суммирующего усилителя
 E — напряжение смещения ($E = I_{\bullet} R_K / 2$)
 ΔF — ширина полосы пропускания
 C_{Σ} — шунтирующий конденсатор в цепи эмиттера
 $C_1 = U_{\text{вх. мин}} / U_t$ — коэффициент
 $C_2 = U_{\text{вх. макс}} / U_{\text{вх. мин}}$ — коэффициент
 C_d — динамическая емкость диодного перехода
 γ — коэффициент сжатия
 D — скважность
 $D_{y.\text{вх}} = U_{\text{вх. макс}} / U_{\text{вх. мин}}$ — динамический диапазон по входным сигналам
 $D_{y.\text{вых}} = U_{\text{вых. макс}} / U_{\text{вых. мин}}$ — динамический диапазон по выходным сигналам
 $f_{3\text{дБ}}$ — граничная частота на уровне 3 дБ
 f_{\max} — максимальная частота повторения импульсов ($1/\tau_T$)
 I_b — ток базы
 I_K — ток коллектора
 I_{KE} — ток коллектора в состоянии покоя
 $I_{K.o}$ — обратный коллекторный ток насыщения

- $I_э$ — ток эмиттера
- I_0 — ток источника постоянного тока
- $I_{пр}$ — прямой ток диода
- $i_{прE}$ — прямой ток диода в состоянии покоя
- $i_{вх}$ — входной ток
- $I_{обр}$ — обратный ток насыщения в диоде
- K — постоянная Больцмана
- K_1 — крутизна
- K_2 — логарифмический сдвиг
- $K_{лин}$ — коэффициент усиления в линейном режиме до точки, соответствующей линейно-логарифмическому переходу
- L_n — n -й логарифмический каскад
- K_β — коэффициент передачи цепи обратной связи
- a — крутизна логарифмической характеристики, мВ/дБ
- $U_{вых}$ — общее выходное напряжение на коллекторе (постоянная составляющая и амплитуда импульса)
- $U_{вых.см}$ — выходное напряжение, обусловленное смещением
- $U_{вх}$ — амплитуда входного импульса
- $U_{вх.макс}$ — наибольшая амплитуда входного импульса, при которой кончается логарифмирование
- $U_{вх.мин}$ — наименьшая амплитуда входного импульса, при которой начинается логарифмирование
- $U_{вых.макс}$ — амплитуда выходного импульса при максимальном входном напряжении
- $U_{вых.мин}$ — амплитуда выходного импульса при минимальном входном напряжении
- $U_{вых}$ — напряжение выходного импульса
- $U_{вых t}$ — выходное напряжение, соответствующее точке линейно-логарифмического перехода
- U_t — входное напряжение в точке линейно-логарифмического перехода
- $U_{п}$ — уровень ограничения в усилителе
- $U_{пор}$ — пороговый уровень
- $U_{кор}$ — напряжение корреляции
- $U_{ш.вх}$ — шумы на входе (среднеквадратичное значение)
- $U_{ш.вых}$ — шумы на выходе (среднеквадратичное значение)
- F — коэффициент шума
- q — заряд электрона
- R — отношение уровней входных сигналов
- R_k — сопротивление коллектора
- $R_э$ — сопротивление эмиттера
- $R_{0.с}$ — сопротивление цепи обратной связи

- R_N — параллельно включенные резистор цепи смещения и сопротивление генератора
 $R_{\text{ген}}$ — сопротивление источника сигнала
 R_{Σ} — суммирующее сопротивление
 r_b — сопротивление базы
 $r_{\text{см}}$ — сопротивление в цепи смещения
 r_k — сопротивление коллектора
 r_d — динамическое сопротивление диода
 $r_{\text{э}}$ — динамическое сопротивление эмиттера
 S — функция Лапласа
 T — температура, К
 T_v — время восстановления
 $E_{\text{мин}}$ — тангенциальная чувствительность
 $T_{\text{и}}$ — длительность импульса
 U_E — напряжение смещения
 U_{bF} — напряжение смещения на базе
 U_k — напряжение на коллекторе
 E_k — напряжение источника питания
 $U_{k, \text{э}}$ — напряжение на участке коллектор — эмиттер транзистора
 $U_{\text{пр}}$ — прямое напряжение на диоде
 $U_{\text{пр}E}$ — прямое падение напряжения на диоде, обусловленное током смещения
 $Z_{\text{вх}}$ — входное сопротивление
 $Z_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление
 α — коэффициент передачи тока в схеме с общей базой
 β — коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером
 $\Delta = K_1 \log R$ — постоянная
 $\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}2} - U_{\text{вых}1}$ — разность выходных сигналов
 Δf — ширина спектра шумов
 $\Delta U = U_2 - U_1$ — напряжение сдвига
 τ_f — длительность фронта
 $\Delta U_{b, \text{э}}$ — падение напряжения на участке база — эмиттер

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Stanford University, Stanford Electronics Laboratories.** Some Logarithmic Video Amplifier Analysis and Design Techniques, by J. C. de Broekert. Stanford, Calif., SU-SEL, 5 April 1957 (Technical Report No. 152-1).
2. **Hughes R. S.** Semiconductor Variable Gain and Logarithmic Video Amplifiers. Los Angeles, Tinnon-Brown Publishing Company, 1967. 260 pp.
3. **Stanford University, Stanford Electronics Laboratories.** Design for a High-Duty-Cycle, Bipolar, Logarithmic Video Amplifier, by R. L. McMaster. Stanford, Calif., SU-SEL, October 1965. (Technical Report No. 1972-2).
4. **Motorola Semiconductor Products, Inc.** Transistor Logarithmic Conversion Using an Integrated Operational Amplifier, by B. Ehrsam. Phoenix, Ariz., MI-SPD. (Technical Note AN-261).
5. **Nexus Research Laboratory.** All Silicon Solid-State Logarithmic Ratiometer. Dedham, Mass., February 1963. (Application Note APP-12).
6. **Stanford University, Stanford Electronics Laboratories.** A Method of Obtaining a Log Amplifier With 100-db Dynamic Range, by R. M. Kochis. Stanford, Calif., SU-SEZ, 18 November 1964. (Technical Note 1969-A).
7. **A Wideband Limiting-Summation Logarithmic Video Amplifier Design**, by W. R. Kincheloe. Stanford, Calif., SU-SEL, 6 June 1960. (Technical Report No. 560-1).
8. **Valley, G. E., Jr. and H. Wallman.** Vacuum Tube Amplifiers. Vol. 18, Massachusetts Institute of Technology Radiation Laboratory Series. New York, McGraw-Hill, Inc., 1948. P. 71—84.
9. **Lucas, W. J.** Tangential Sensitivity of a Detector Video System with r. f. Preamplification*, INST ELEC ENG (London), PROC, Vol. 113, No. 8 (August 1966) pp. 1321—30.
10. **Hughes, R. S.** A Dual-Polarity Logarithmic Video/IF Amplifier Technique. Paper presented at 1967 IEEE International Conference on Communications, 12—14 June 1967, Minneapolis, Minn.
11. **U. S. Naval Ordnance Test Station.** A Transistorized Logarithmic Video Amplifier, by R. S. Hughes. China Lake, Calif., NOTS, May 1966. (NOTS TP 4099).
12. **Ebers, J. J., and J. L. Moll.** Large-Signal Behavior of Junction Transistors*, INST RADIO ENG, PROC, December 1954, pp. 1761—72.
13. **Amperex Electronic Corp.** A. Transistorized Wide-Band Logarithmic Amplifier at 45 Mc, Using the Amperex 2N2084. Slatersville, R. I. 12 pp. (Amperex Application Report No. S-104).
14. **Analog Devices.** Design of Temperature-Compensated Log Circuits Employing Transistors and Operational Amplifiers, by W. Borlase and E. David. Cambridge, Mass., September 1969. (Analog Devices Application Report).
15. **Brown A. J.** Waveshape Distortion in Log Receivers*, EEE (Circuit Design Engineering), September 1966, pp. 96—99.
16. **Chambers, T. H., and I. H. Page.** The High Accuracy Logarithmic Receiver*, INST RADIO ENG, PROC, August 1954, pp. 1307—14.

17. Deighton, M. O., E. A. Sayle and C. S. Kestlin. „Analogue Pulse Arithmetic Using Logarithmic p-n-Junctions“, INST ELEC ENG (London), PROC, Vol. 113, No. 2 (February 1966), pp. 225—33.
18. Dobkin, R. C. „Logarithmic Converters“, IEEE Spectrum, November 1969, pp. 69—72.
19. Fairchild Semiconductor Co. An Arithmetic Analog Computer Using A735 Logarithmic Amplifiers. Mountain View, Calif., June 1969. (Application Brief 131).
20. Hirsch, R. „Four Pitfalls in Using Log Amplifiers“, EEE (Circuit Design Engineering), August 1966, pp. 122—23.
21. Hughes, R. S. „New Log Amp Cascades to Desired Range“, Electronic Design, Vol. 17, No. 22 (25 October 1969), pp. 86—89.
22. Hughes, R. S. „Make Very Wide-Range Log Amps Easily“, Electronic Design, Vol. 18, No. 21 (11 October 1970), pp. 76—78.
23. Kihn, H. and W. E. Barnette. „A Linear-Logarithmic Amplifier for Ultra-Short Pulses“, RCA Review, March 1957, pp. 95—135.
24. Mathams, R. F. „A Voltage Operated Logarithmic Amplifier“, Electronic Engineering, August 1959, pp. 463—65.
25. Pearlman, A. R. „Logarithmic and Hyperlogarithmic Signal Amplifiers“, EDN, October 1965, pp. 86—92.
26. Platzer, G. E., Jr. „Using Transistor Circuits to Multiply and Divide“, Electronics, 4 April 1966, pp. 109—15.
27. Rubin, S. N. „A Wide-Band UHF Logarithmic Amplifier“, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-1, No. 2 (December 1966), pp. 74—81.
28. Solms, S. J. „Logarithmic Amplifier Design“, IRE Transactions on Instrumentation, December 1959, pp. 91—96.
29. Stanford University, Stanford Electronics Laboratories. A Solid-State Analog Video Multiplier (Circuit Technique), by W. H. Huntley, Jr., E. Tammaru, and F. Behr. Stanford, Calif., SU-SEL, July 1962. (Technical Memorandum No. 806-2).
30. Stanford University, Stanford Electronics Laboratories. A Solid State Logarithmic Video Amplifier, by G. S. Bahrs and W. D. Hindson. Stanford, Calif., SU-SEL, 22 April 1960 (Technical Report No. 755—2).
31. U. S. Naval Ordnance Test Station. Logarithmic Video Amplification Using Sequential Current Summation, by R. S. Hughes. China Lake, Calif., NOTS, June 1967. (NOTS TP 4375).
32. Build gated video amplifiers. Electronic Design Oct. 28, 1971, p. p. T. 28—T. 30.
33. Logarithmic Video Amplifiers. Naval Weapons center NWC-TP 4869, Jan 1970, U. S. Naval Weapons Center, China Lake, Calif. 93555.
34. Selected Video and Pulse; Circuitry. U. S. Naval Weapons Center, China Lake, Calif., January 1969 (NWC TP 4672).
35. Волков В. М. Логарифмические усилители. Киев, Гостехиздат УССР, 1962. 244 с.
36. Волков В. М. Функциональные электронные усилители с широким динамическим диапазоном. Киев, «Техника», 1967. 342 с.
37. Лукошкин А. П. Радиолокационные усилители с большим диапазоном входных сигналов. М., «Советское радио», 1964. 235 с.
38. Крылов Г. М., Вишневская А. В. Проектирование логарифмических усилителей с непрерывным детектированием сигнала. М., «Энергия», 1970. 144 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие к русскому изданию	3
Предисловие	6
Глава первая. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЛОГАРИФМИЧЕСКОГО УСИЛЕНИЯ	8
Введение	8
Характеристики логарифмического усилителя	9
Характеристики реальных логарифмических усилителей	18
Глава вторая. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕЙ	22
Истинное логарифмическое видеоусиление	23
Псевдологарифмические видеоусилители	30
Глава третья. ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ	89
Логарифмические видеоусилители сигналов с малой длительностью фронта	89
Трехкаскадный логарифмический усилитель с нелинейным последовательным суммированием	97
Глава четвертая. ПРИМЕРЫ ПРАКТИЧЕСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕЙ	98
Логарифмические видеоприемники с кристаллическими детекторами	98
Согласованные пары логарифмических видеоусилителей	103
Приложение 1. Основы теории дифференциальных усилителей	113
Приложение 2. Линейные видеоусилители с обратной связью	123
Приложение 3. Основные формулы для расчета псевдологарифмических усилителей	141
Приложение 4. Параметры некоторых типов зарубежных полупроводниковых приборов и их отечественные аналоги	144
Список условных обозначений	147
Список литературы	150

Цена 51 коп.